

N° d'ordre: 183

THESES

présentées

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

pour obtenir

le titre de DOCTEUR de L'UNIVERSITÉ de LYON

(mention SCIENCES)

par

Bruno RICARD

PREMIERE THESE

Mesure des caractéristiques des transistors
et réalisation d'un analyseur dynamique

DEUXIEME THESE

Diodes Zener et diodes à avalanche

SOUTENUES LE **22 JAN. 1965**

devant la Commission d'Examen :

MM. G. DEJARDIN Président

J. JANIN

G. MESNARD

J. TACUSSEL

} Examineurs

Numéro d'ordre : 183

T H E S E S

présentées

A LA FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE LYON

pour obtenir

le titre de DOCTEUR de L'UNIVERSITE de LYON

(mention SCIENCES)

par

Bruno RICARD

PREMIERE THESE

MESURE DES CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS
ET REALISATION D'UN ANALYSEUR DYNAMIQUE

DEUXIEME THESE

Diodes Zener et diodes à avalanche

Soutenues le 22 JANVIER 1965
devant la Commission d'Examen :

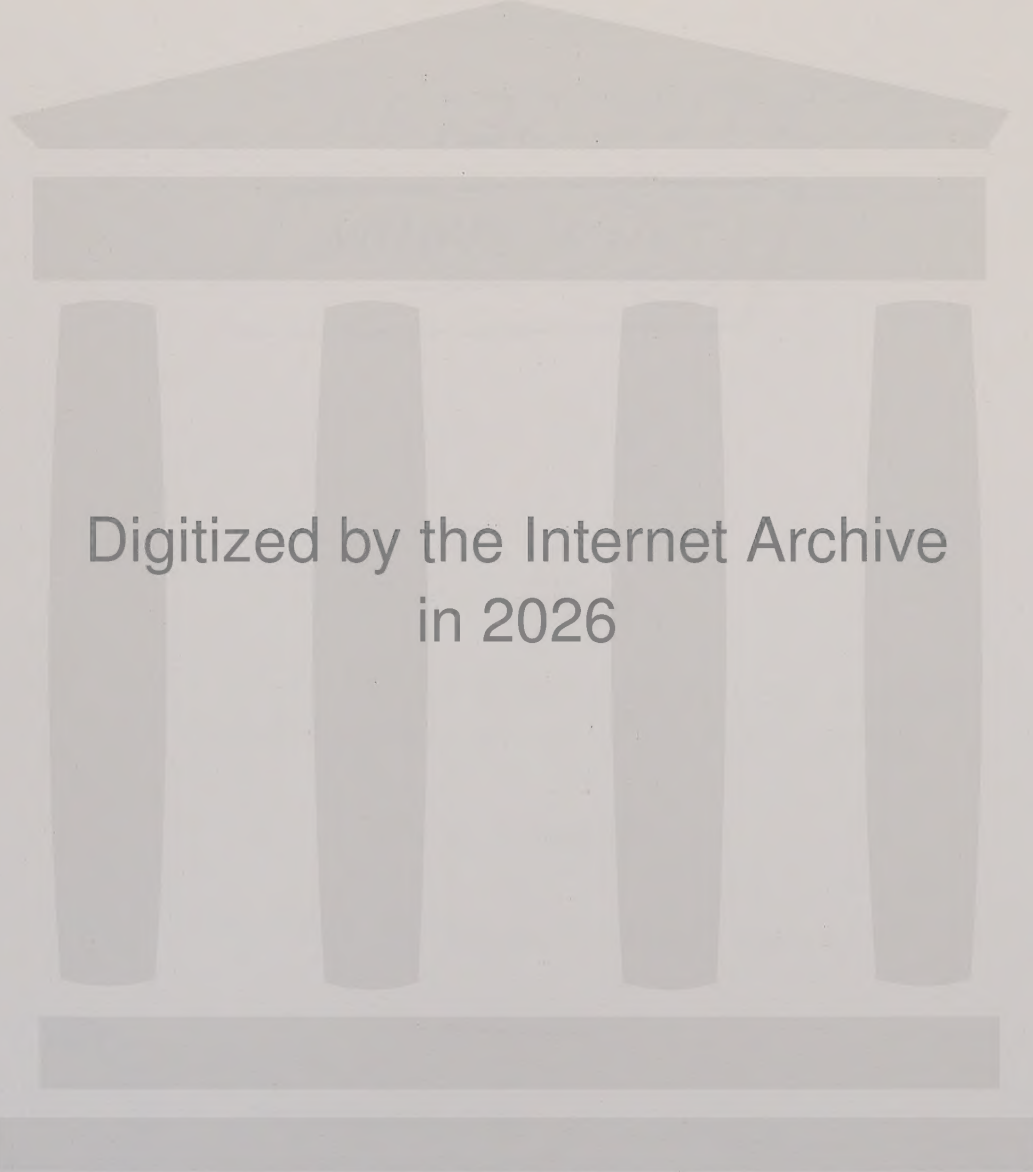
MM. G. DEJARDIN Président

J. JANIN

G. MESNARD Examineurs

J. TACUSSEL





Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41553427_0032

Doyens honoraires

MM. LONGCHAMBON, DOUIN, MOUSSA, GAUTHIER Henri.

Professeurs honoraires

MM. LOCQUIN, de LARAMBERGUE, SOLLAUD, MENTZER, MOUSSA, JAFFARD, DOUIN, Henri EYRAUD, DEJARDIN, VIRET.

Doyen

M. BRACONNIER

Assesseurs

MM. MESNARD, BOIDIN

Professeurs

MM. LONGCHAMBON	Minéralogie
PRETTRE	Chimie industrielle
COURTY	Chimie-Physique
KUHNER	Botanique
MALECOT	Mécanique rationnelle et appliquée
PARIS	Chimie minérale
AUMERAS	Chimie
COLONGE	Chimie organique
JANIN	Physique générale
FLANDRIN	Géologie appliquée
BERNARD	Physique Industrielle
DUFAY Jean	Astronomie
NIGON	Zoologie expérimentale
GAUTHIER Henri	Géologie générale
WAUTIER	Zoologie
CHOPIN	Chimie biologique
CUEILLERON	Chimie
BRACONNIER	Calcul différentiel et intégral
EYRAUD Charles	Chimie-Physique appliquée
SARAZIN	Physique nucléaire
BOIDIN	Microbiologie et Mycologie
PERES	Physiologie
MESNARD	Electronique
GRANDMONTAGNE	Physique
BOUTILLIER	Minéralogie
LAFOUCRIERE	Physique nucléaire théorique
DREUX	Chimie organique
TEICHNER	Chimie industrielle
PAVANS DE CECCATTY	Zoologie
MERLIN	Chimie analytique
DUFAY Maurice	Physique de l'Atmosphère
LUBET	Physiologie
PHILBERT	Physique nucléaire

MM. COHEN-ADAD	Chimie
DAVID Louis	Géologie générale
CHANEL	Psychophysiology
MAURY	Méthodes Mathématiques de la Physique
DEPRAZ	Physique nucléaire
GAUTHIER Jean	Chimie
GAUME	Physique expérimentale

Professeurs sans chaire

MM. FERON	Mathématiques
LA FORGUE	Physique
LEGAY	Zoologie expérimentale S.P.C.N.
UZAN	Physique S.P.C.N.
CHENEVOY	Géologie appliquée
GINET	Zoologie
ASH	Physique
MICHEL Pierre	Minéralogie
DUCET	Biologie végétale
Mle MAITROT	Physique
MM. GEVIN	Géologie générale
PONASSE	Mathématiques
d'INCAN	Physique
LEFEBVRE	Mathématiques
PERNET	Mathématiques
CHERY	Physique
BERGEON	Physique C.S.U.
Mle GAUTHERON	Chimie biologique

Maitres de Conférences

Mme ERICSON	Physique générale
MM. MARTEL	Mécanique
MATHIEU	Mécanique des Fluides
ERBEIA	Physique
DESCOTES	Chimie organique
PICARD Philippe	Mathématiques
LEMOIGNE	Botanique
DEMARCO	Géologie générale
MICHEL Georges	Biochimie
LEBRETON	Biologie végétale
DAVID Jean	Biologie animale
TOUSSET	Chimie propédeutique
FEUVRAIS	Physique Electricité
PICARD Claude	Mathématiques
SCHMITT	Physique M.P.C.
LAURENT	Chimie organique
ROT	Mathématiques
BETHOUX	Mathématiques
Mle CALAIS	Mathématiques
GUSAKOW	Physique

Maitre de Conférences adjoint

M. PIERRON	Chimie
------------	--------

Conseiller Administratif

M. BURNET
<u>Secrétaire Principal Honoraire</u>

M. ROUX

A mes parents,
A mon père,
A ma femme.

Première Thèse

ETUDE des CARACTERISTIQUES des TRANSISTORS
et REALISATION d'un ANALYSEUR DYNAMIQUE

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	Page 1
<u>Chapitre I - GENERALITES</u>	
1 - Effet semiconducteur	3
2 - Structure du transistor	4
3 - Technologie du transistor	5
4 - Caractéristiques	5
5 - Avantages et inconvénients des transistors	10
6 - Symboles et notations	12
<u>Chapitre II - TRANSISTORMETRE STATIQUE</u>	
1 - But de l'appareil	14
2 - Principe de l'appareil et réalisation	
A) - Mesure du courant de fuite I_{CE0}	17
B) - Mesure du gain	23
Compensation du courant de fuite	25
Schéma pratique pour la compensation de I_{CE0}	27
Schéma du montage électronique pour la mesure du gain	29
C) - Mesure de la tension émetteur-base	33
3 - Mise au point et réglages	35

Chapitre III - ANALYSEUR DYNAMIQUE

1 - Introduction	Page 37
2 - Caractéristiques générales	38
3 - Schéma de principe	39
4 - Source d'alimentation de collecteur	44
5 - Puissance dissipée dans le transistor	47
6 - Source d'alimentation de base	50
a) - Circuit de production des échelons	52
b) - Circuit de synchronisation des échelons	58
c) - Amplificateur de puissance	63
d) - Résultats et caractéristiques obtenues	73
7 - Circuits de mesure	74
a) - Circuit d'alimentation du tube cathodique	75
b) - Amplificateurs de déflexion	80
c) - Circuit des commutations	86
d) - Circuit d'étalonnage des amplificateurs	88
8 - Circuits annexes	91
a) - Circuit de compensation de la capacité collecteur base	91
b) - Circuit de compensation des capacités parasites de câblage	94
9 - Alimentations	97
10 - Résultats obtenus et conclusion	98

Bibliographie	99
---------------	----

<u>APPENDICE - IV -</u> Courbes caractéristiques	101
--	-----

AVANT - PROPOS

Cet exposé, laissant délibérément de côté certaines solutions essayées puis abandonnées au profit d'autres, ainsi que le relevé des nombreuses mesures qui ont été effectuées, n'a pour but que d'expliquer le principe de fonctionnement des divers circuits, et les raisons qui ont motivé notre préférence pour certains montages à l'exclusion d'autres plus classiques.

Je tiens à exprimer ici toute ma gratitude à Monsieur le Professeur G. DEJARDIN qui a bien voulu s'intéresser à ce travail et prendre connaissance des résultats obtenus.

Je remercie Monsieur le Professeur J. JANIN et Monsieur le Professeur G. MESNARD qui ont accepté de faire partie du jury.

Je suis très reconnaissant à Monsieur J. TACUSSEL de m'avoir accueilli dans ses laboratoires, où j'ai eu la possibilité de me perfectionner dans ce domaine qu'il connaît si bien.

Je remercie enfin tous les membres du personnel de la Société S.O.L.E.A., qui ont participé de près ou de loin à ce travail.

I N T R O D U C T I O N

Depuis la découverte en 1948 par J.BARDEEN, WH.BRITTAIN et W.SHOCKLEY, de l'effet amplificateur d'un cristal de germanium sur la surface duquel étaient disposées des électrodes pour une mesure de conductivité, le " transistor ", nom qui fut donné à ce dispositif amplificateur à cristal semi - conducteur, n' a cessé de se répandre, se substituant même, dans de nombreuses utilisations, aux tubes électroniques à vide les plus récents.

Ce développement rapide est du à certaines caractéristiques des transistors qui sont bien plus favorables que celles des meilleurs tubes à vide : encombrement réduit, faible consommation d'énergie, rendement élevé, faible tension d'alimentation, insensibilité aux chocs, grande durée de vie.

En marge de ces qualités, le transistor présente trois défauts majeurs :

- sensibilité à la température;
- fragilité et vulnérabilité si certaines valeurs limites sont dépassées;
- très grande dispersion des caractéristiques d'un exemplaire à un autre d'un même type.

Pour la réalisation de certains montages électroniques à transistors, il s'est révélé indispensable de mesurer les caractéristiques principales des exemplaires de transistors utilisés, sous peine d'obtenir une forte proportion de

montages ne répondant pas aux spécifications requises.

Le but de ce travail était, d'une part, d'aboutir à la mise au point et à la réalisation d'un appareil permettant le tri rapide des transistors de faible puissance, et d'autre part, l'étude d'un analyseur dynamique fournissant directement sur l'écran d'un tube cathodique la représentation cartésienne de diverses fonctions des grandeurs caractéristiques du transistor examiné, pour des paramètres réglables dans une grande étendue de valeurs.

CHAPITRE 1 : GENERALITES

1 - EFFET SEMICONDUCTEUR (1)

Parmi les nombreux corps semi-conducteurs connus, les plus employés à l'heure actuelle pour la fabrication des transistors sont le germanium et le silicium. On envisage aussi d'utiliser les combinaisons de corps trivalents et pentavalents.

A des températures voisines de 20°C , à l'état pur, ces corps présentent une conductibilité extrêmement faible que l'on attribue à la structure de leur réseau cristallin : chacun des quatre électrons périphériques de valence se trouve lié à un électron de valence d'un atome adjacent. Aucun électron n'est libre pour la circulation du courant, sauf quelques éléments qui sont libérés par la désorganisation partielle du réseau sous l'influence de l'énergie thermique.

Pour la fabrication des transistors, il est nécessaire d'augmenter la conductivité en désorganisant, partiellement, le réseau de façon permanente, indépendamment de la température, tout en maintenant autant que possible la structure initiale.

Le résultat désiré est obtenu en introduisant dans le réseau une quantité déterminée d'atomes de dimensions géométriques voisines de celles du germanium ou du silicium, mais comportant un électron de valence de plus, ou de moins. Parmi les corps utilisés, on peut citer :

Des corps pentavalents * : arsenic, antimoine.

Des corps trivalents : gallium, bore, indium, aluminium.

L'augmentation de la conductivité est attribuée, dans le cas d'impuretés pentavalentes, au fait qu'un électron est aisément libéré pour chaque atome pentavalent introduit. Un tel semi-conducteur est appelé type " n " .

Dans le cas d'impuretés trivalentes, la circulation du courant est attribuée au phénomène inverse : à chaque atome d'impureté ajouté, correspond un " trou " qui peut être comblé par un électron passant à proximité. Ainsi les " trous " se déplacent et créent le courant. Le semi-conducteur est de type " p " .

Ces électrons, ou les " trous ", qui produisent la circulation du courant sont appelés d'une façon générale " porteurs de charge "

2 - STRUCTURE DU TRANSISTOR

Le transistor est un dispositif semi-conducteur constitué par un cristal de germanium ou de silicium, comprenant trois régions :

- Une région centrale du type " n " ou " p " : " la base " .
- Deux régions extérieures du type " p " ou " n " : " l'émetteur " et le " collecteur " .

Il existe donc deux types de transistors : n - p - n et p - n - p ; qui ne diffèrent essentiellement que par le sens de circulation des courants. Certains transistors fabriqués possèdent une réplique dans la polarité opposée, dont les caractéristiques sont très voisines. Constituant des paires complémentaires

* plus exactement à valences multiples intervenant ici à la valence 5

taires, ils présentent un très grand intérêt pour la constitution d'étages amplificateurs à charge d'émetteur, appelés étages en " symétrie complémentaire ".

3 - TECHNOLOGIE DU TRANSISTOR (2)

Les premiers exemplaires de transistors étaient réalisés avec des connexions d'émetteur et de collecteur, constituées par des pointes posées à la surface d'un cristal semi-conducteur.

Peu à peu ce mode de fabrication a été abandonné au profit de nouvelles structures permettant d'obtenir des caractéristiques plus reproductibles, des possibilités meilleures, et dans certains cas, une production de série automatisée : modèles à jonctions, alliées, diffusées, épitaxiales

4 - CARACTERISTIQUES

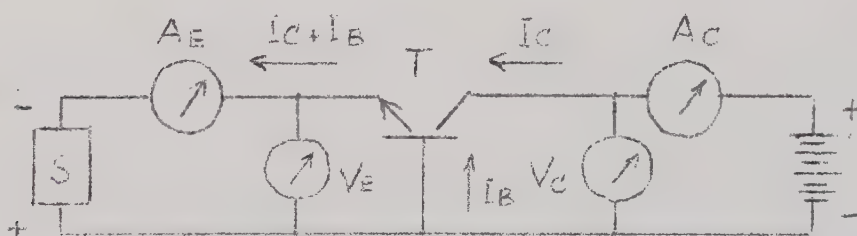


Figure I-1

Dans le montage donné à la figure I - 1, l'essentiel du fonctionnement peut être décrit de la façon suivante :

Le courant fourni par la source S, à l'émetteur du transistor T, du type n - p - n, détermine l'émission de porteurs de charges, qui traversent la base et gagnent le collecteur, constituant le "courant de collecteur".

Une mesure très précise des courants d'émetteur et de collecteur, met en évidence que le courant de collecteur est plus faible que le courant d'émetteur, dans une proportion de quelques centièmes. Ce rapport définit le gain en courant α :

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad 1^*$$

La différence entre ces deux courants, I_C et I_E , donne la valeur du courant qui traverse la troisième électrode : I_B .

Dans ce mode d'utilisation du transistor, dit en " base commune ", la résistance d'entrée sur l'émetteur est très faible (par exemple quelques ohms) et la résistance interne de collecteur est très grande. (plusieurs centaines d'ohms à plusieurs megohms, selon les types de transistors). Si le gain en courant est inférieur à l'unité, l'amplification en tension, par contre, avec une résistance en série dans le collecteur, atteint plusieurs dizaines de fois la tension de commande appliquée entre l'émetteur et la base.

L'expérience a montré que le courant de base I_B varie en première approximation proportionnellement au courant de collecteur I_C :

$$\frac{I_C}{I_B} = \beta$$

Ce coefficient intervient directement dans le montage qui est indiqué à la figure I - 2. C'est ce montage, appelé à " émetteur commun " qui est le plus fréquemment utilisé en pratique.

* Dans certaines conditions α devient plus grand que l'unité.

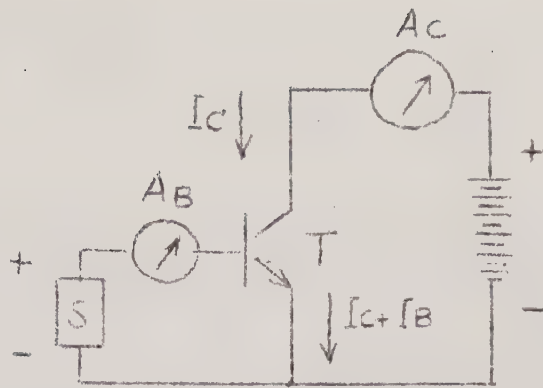


Figure I-2

Dans ce mode d'utilisation, on peut résumer sommairement, le fonctionnement de la façon suivante :

Le courant de base qui circule dans la jonction émetteur - base, détermine l'émission de porteurs de charges qui traversent la base et gagnent le collecteur donnant naissance à un courant plus important que le courant de commande, le courant de collecteur.

Ce montage, dont le gain en tension est plus faible que celui du montage précédent (par suite d'une résistance interne de collecteur plus faible), présente par rapport à celui - ci une résistance d'entrée beaucoup plus grande (quelques centaines d'ohms à quelques milliers d'ohms) et un gain en puissance notablement plus important.

Le réseau de courbes caractéristiques $I_C = f(V_{CE}, I_B)$ montre trois régions remarquables (figure I-3) :

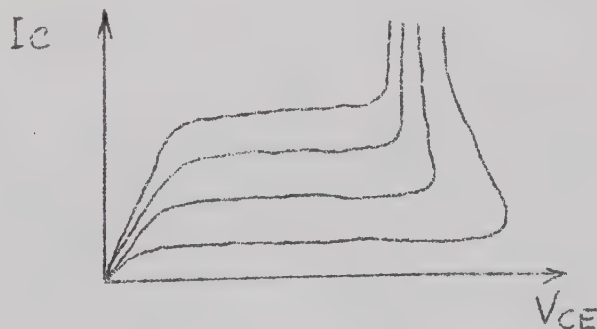


Figure I-3

- Une zone où le courant de collecteur croît très rapidement avec la tension : c'est la région du coude, généralement comprise entre 0 et quelques volts;
- Une zone où le courant de collecteur reste assez constant en fonction de la tension émetteur - collecteur et proportionnel au courant de base;
- Une zone où, à une faible variation de tension, correspond une très forte variation de courant : c'est le retournement des caractéristiques ou avalanche.

Toute incursion dans la zone d'avalanche est susceptible de conduire à la destruction ou à l'endommagement des jonctions d'un transistor, si aucun élément n'intervient pour limiter le courant, et la puissance dissipée, à des valeurs inférieures aux maxima admissibles.

La valeur de la tension d'avalanche est l'un des paramètres importants qui régissent l'utilisation des transistors. Cette valeur doit être connue avec certitude. La Valeur de la tension d'avalanche d'un transistor varie selon les conditions d'utilisation : dans le cas, par exemple, d'un transistor utilisé en montage à émetteur commun, cette tension peut varier dans de très grandes proportions suivant la valeur de la résistance ohmique placée entre émetteur et base. (Voir oscillogrammes).

L'impédance d'entrée d'un transistor est celle de la jonction émetteur-base, qui se comporte d'une façon assez identique à l'impédance d'une diode, si l'on excepte, en première approximation, les réactions d'une électrode sur l'autre, à l'intérieur du transistor (dues principalement à la capacité collecteur base et aux résistances internes d'émetteur et de base).

Cette impédance est non linéaire en fonction du courant et croît à l'inverse de celui-ci. De plus, pour un courant de collecteur donné, l'impédance d'entrée d'un transistor varie dans le même sens que le gain en courant β .

La connaissance de la valeur de β est un élément déterminant pour le calcul du gain d'un amplificateur qui doit être utilisé conjointement avec une source de signal dont l'impédance interne n'est pas nulle : c'est le cas d'un étage amplificateur à transistor, précédé d'un autre étage identique ou similaire.

En l'absence de courant traversant la jonction émetteur-base, et si la base n'est réunie à aucune source de courant susceptible de lui imposer une valeur quelconque de potentiel par rapport au collecteur, ou à l'émetteur, un courant circule entre le collecteur et l'émetteur : c'est le courant de fuite. Il est dû à deux causes :

- La conduction à travers la résistance ohmique collecteur - émetteur.
- La circulation des porteurs de charges libérés par l'énergie thermique.

A des températures voisines de 20°C, pour des transistors courants de fabrication actuelle, la part du courant de fuite provoquée par l'énergie thermique est la plus importante. Tant que la tension collecteur-émetteur reste inférieure à la tension d'avalanche, la valeur du courant de fuite varie peu en fonction de la tension.

L'influence de la température est beaucoup plus importante : pour 10°C d'augmentation de la température des jonctions, le courant de fuite augmente de 2 à 3 fois sa valeur initiale.

Il est nécessaire de connaître la valeur du courant de fuite d'un exemplaire de transistor avant d'en mesurer le gain, puisque ce courant, permanent, s'ajoute à celui qui est dû au courant de commande traversant la jonction émetteur base. La correction à apporter à la valeur apparente du gain, mesurée sans compensation du courant de fuite, est d'autant plus importante que le rapport $\frac{G_{LE}}{I_{CE_0}}$ est plus petit.

5 - AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES TRANSISTORS

La faible valeur de la tension de coude (paragraphe I-4) dix à trente fois plus basse que celle des meilleurs tubes penthodes, et l'absence du filament utilisé pour porter la cathode des tubes électroniques à la température voulue pour l'émission d'électrons, permet d'atteindre dans les étages amplificateurs de puissance un rendement de l'ordre de 90% du rendement théorique maximal.

La faible valeur des tensions d'alimentation requises rend possible la réalisation de montages autonomes (alimentation par batterie de piles ou accumulateurs).

La durée de vie d'un transistor semble beaucoup plus importante que celle des tubes à vide dits " longue durée " : Après 20.000 heures de fonctionnement ininterrompu, une forte proportion de transistors ne présentent aucun signe d'usure, ni de modification des caractéristiques.

A ces trois avantages principaux, il convient d'ajouter deux autres qualités : faible encombrement, et insensibilité à de fortes accélérations.

Le défaut majeur est la grande dépendance de certaines caractéristiques vis à vis de la température des jonctions :

II

gain, courant de fuite, impédance d'entrée, et puissance dissipée varient dans des proportions importantes avec la température.

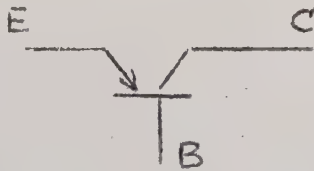
Vient ensuite la sensibilité aux surcharges, même de très brèves durées.

Enfin les procédés de fabrication des transistors, qui font appel à de nouvelles techniques encore mal connues, et à des variables assez difficiles à mesurer et à maîtriser, conduisent à la production d'éléments qui, dans une même série, présentent entre eux des différences de caractéristiques telles qu'un tri s'avère indispensable pour répartir entre plusieurs catégories commerciales les divers exemplaires d'une même famille.

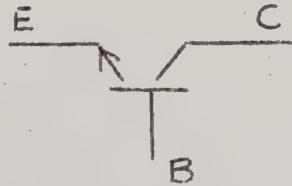
Malgré ces précautions, sous une même appellation, se trouvent classés des exemplaires dont les caractéristiques sont encore trop hétérogènes pour qu'il soit possible d'utiliser ces éléments sans les mesurer individuellement afin de les placer en des points où leurs caractéristiques sont convenables, ou bien alors sans incidence appréciable sur le fonctionnement du montage.

6 - SYMBOLES ET NOTATIONS

Les principales notations et abréviations spécifiques des transistors, utilisées par la suite dans le texte sont définies dans les lignes suivantes. Ces notations sont celles actuellement utilisées dans les ouvrages techniques et les revues traitant des transistors (3)



type p-n-p



type n-p-n

E	émetteur, connexion d'émetteur
B	base, connexion de base
C	collecteur, connexion de collecteur
VEB	tension émetteur - base
VCE	tension émetteur - collecteur
VCEK	tension de coude collecteur - émetteur
VCE sat	tension de saturation
BV_{CEO}	Tension d'avalanche pour $I_B = 0$
BV_{CER}	tension d'avalanche avec une Résistance entre B et E
BV_{CEX}	Tension d'avalanche avec la base réunie à l'émetteur
I_{CEO}	courant collecteur émetteur lorsque $I_B = 0$
I_{CBO}	courant collecteur base lorsque $I_E = 0$
β	coefficient d'amplification de courant dans le montage en émetteur commun, parfois noté α_{fe} ou h_{2Ie}

α	coefficient d'amplification de courant dans le montage en base commune.	
E.C.	emetteur commun	) indique quelle est celle des trois électrodes qui est à potentiel fixe et sert de référence aux deux autres.
C.C.	collecteur commun	
B.C.	base commune	
t amb	température ambiante	
t j	température de jonction	
k j	résistance thermique entre les jonctions et le boîtier	

C H A P I T R E I I

T R A N S I S T O R M E T R E S T A T I Q U E

1 - BUT DE L' APPAREIL

Le montage qui va être décrit a été étudié pour permettre d'effectuer en un temps très court la mesure des trois paramètres principaux qui déterminent l'utilisation des transistors dans les amplificateurs de mesure à liaisons continues, les amplificateurs symétriques, les amplificateurs différentiels d'alimentations stabilisées à faible dérive thermique, et d'une façon plus générale dans tous les cas d'utilisation aux faibles courants.

- Courant de fuite I_{CE0} , gammes de mesure 10, 100, 1000 μA

Pour les transistors au germanium la mesure est faite à $V_{CE} = 5$ volts.

Pour les transistors au silicium la mesure peut être effectuée à une tension comprise entre 0 et 100 volts, permettant indirectement de connaître la tension d'avalanche $B V_{CE0}$

- Gain en courant β , de 3 à 2000

pour une valeur de I_C choisie parmi les courants suivants : 200 - 500 μA , 1 - 2 - 5 - 10 - 20 mA. La tension émetteur

collecteur étant de 5 volts.

- Tension émetteur - base V_{EB} ,

l'exemplaire mesuré se trouvant placé dans les conditions de fonctionnement retenues pour la mesure du gain.

Ces trois mesures peuvent être effectuées sur tous les types de transistors, n - p - n, ou p - n - p, susceptibles de dissiper une puissance égale ou supérieure à 100 mW.

Afin de rendre l'appareil utilisables par des personnes non spécialisées, ou pour le tri d'un grand nombre d'exemplaires de transistors, un certain nombre de dispositions particulières ont été prises :

- Des dispositifs de limitation maintiennent dans tous les cas les courants maxima à des valeurs acceptables sans danger pour les transistors et la puissance dissipée ne peut excéder 100 mW, même dans le cas d'un branchement incorrect du transistor examiné, ou d'une erreur de manoeuvre de l'appareil.

- Le résultat des mesures est donné par trois galvanomètres indépendants, qui ne fournissent d'indication qu'au moment où l'opérateur appuie sur le bouton poussoir correspondant à la mesure effectuée. Simultanément, un voyant s'allume, désignant l'échelle sur laquelle la lecture doit être faite.

En cas de manoeuvre de deux ou plusieurs boutons poussoirs, les galvanomètres ne fournissent aucune indication et plusieurs voyants s'allument en même temps, mettant ainsi en évidence l'erreur de manipulation.

- Afin d'augmenter la précision de la mesure du gain (β), le courant de base est ajusté automatiquement à la valeur requise

pour obtenir le courant de collecteur choisi pour la mesure, par un asservissement électronique. Le temps nécessaire pour cette mesure s'en trouve considérablement réduit.

2 - PRINCIPE DE L'APPAREIL ET REALISATION

A - Mesure du courant de fuite I_{CE0}

Le courant de fuite d'un transistor est le courant qui circule entre le collecteur et l'émetteur, lorsque la base n'est reliée ni à une source de tension ou de courant, ni au collecteur ou à l'émetteur, même par l'intermédiaire d'une résistance de forte valeur.

La valeur du courant de fuite augmente avec la différence de potentiel émetteur-collecteur, jusqu'au moment où est atteinte la tension d'avalanche. Le courant est également variable avec la température des jonctions : pour une variation de 10° centigrade, il croît environ d'une puissance de 2.

Si l'on désire effectuer des mesures de I_{CE0} pour des valeurs de tension collecteur-émetteur comprises entre 0 et 100 volts, Il convient donc de prévoir une limitation de la valeur du courant que la source peut fournir au transistor étudié, afin d'éviter sa destruction soit par suite d'une valeur excessive du courant le traversant, soit par suite d'une puissance dissipée trop importante.

Ces deux cas peuvent se présenter, pour des transistors de faible puissance, soit par incursion dans la zone d'avalanche, soit simplement par le phénomène d'emballement thermique consécutif à une augmentation de la température des jonctions due au passage du courant de fuite, lorsque la différence de potentiel appliquée entre l'émetteur et le collecteur est telle que la puissance dissipée atteint quelques dizaines de milliwatts.

L'effet d'emballement thermique (avalanche thermique) est d'autant plus à craindre pour des transistors de faible puissance que leurs dimensions géométriques sont plus petites, et que par suite, la résistance thermique entre les jonctions et l'air ambiant est plus grande.

Pour les transistors au silicium, dont le courant de fuite dépasse très rarement $10 \mu\text{A}$, et les transistors au germanium à faible courant de fuite, le montage de la figure II-1 a été réalisé.

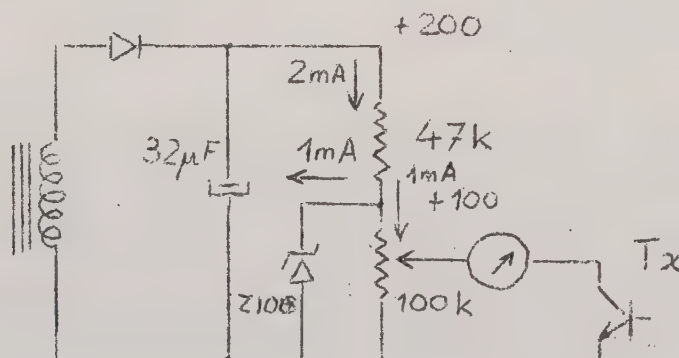


Figure II - 1

Un potentiomètre de $100 \text{ k}\Omega$ est alimenté sous une tension de 100 volts fournis par une source constituée par une diode stabilisatrice (Z 10 B) fonctionnant dans la zone d'avalanche. le courant étant fourni à cette diode par une source de tension continue (+ 200 volts) à travers une résistance de $47 \text{ k}\Omega$.

Utilisée dans ces conditions, la diode est traversée par un courant de 1 mA environ, sa résistance dynamique, R_Z est de l'ordre de 100Ω . La stabilité de la tension à ses bornes, en fonction des variations de la tension redressée est fournie par le quotient :

$$\frac{\frac{R_Z + 100 \text{ k}}{R_Z \times 100 \text{ k}}}{47 \text{ k} + \frac{R_Z + 100 \text{ k}}{R_Z \times 100 \text{ k}}} \# \frac{R_Z}{47 \text{ k}} = \frac{1}{470}$$

ce qui correspond, pour des variations de la tension d'alimentation du secteur, comprises entre - 15% et + 15% de la valeur nominale, à des variations inférieures à ± 200 mV de la valeur moyenne de la tension aux bornes de la diode DZ 10 B.

La résistance de source, sur le curseur du potentiomètre de 100 k Ω atteint sa valeur la plus élevée lorsque celui-ci est au milieu de sa course, soit une valeur de 25 k Ω .

Pour des valeurs de courant de fuite de 10 μ A, l'erreur commise sur la tension à laquelle on veut effectuer la mesure ne représente que 0,5%, au maximum, de cette valeur.

De part et d'autre de ce point, la valeur de la résistance de source sur le curseur, diminue jusqu'à 0 pour une tension nulle, et jusqu'à R_Z , soit 100 Ω , pour une tension de 100 volts.

Compte tenu de ces causes d'erreur, du défaut de linéarité du potentiomètre ($\pm 0,5\%$) et de la chute de tension aux bornes du microampèremètre (0 à 100 mV) la tension de mesure est connue, dans les plus mauvaises conditions, avec une précision de

$$0,2\% + 0,5\% + 0,5\% \frac{-0}{-100 \text{ mV}} = 1,2\% \frac{-0}{-100 \text{ mV}}$$

Pour des courants de fuite atteignant 100 μ A, la valeur de l'incertitude relative est déjà plus importante, mais parfaitement compatible encore avec la nature de la mesure effectuée, soit

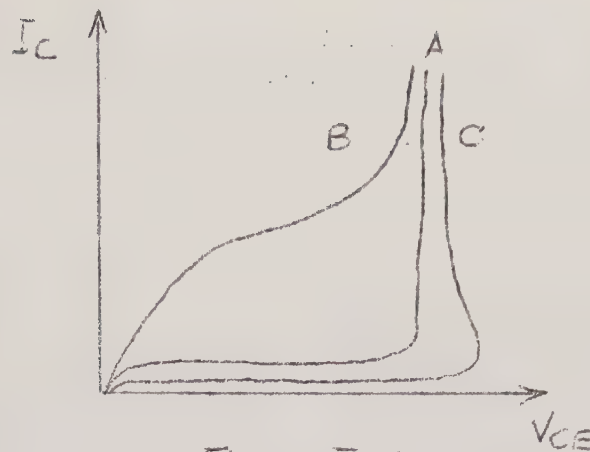
$$0,2\% + 5\% + 0,5\% \frac{-0}{-100 \text{ mV}} = 5,7\% \frac{-0}{-100 \text{ mV}}$$

La puissance maximale qui peut être dissipée dans le transistor est limitée par la résistance de 47 k Ω à une valeur de 100 mW et la valeur maximale du courant ne peut dépasser 4 mA.

Pour la mesure du courant, nous avons choisi un galvanomètre à forte sensibilité et faible chute de tension : $7 \mu\text{A}$ pour la déviation totale, résistance du cadre : 3.500Ω . Malgré sa grande sensibilité, ce galvanomètre d'un type récent (modèle à "cadre tendu" ou encore à suspension à ruban) est d'une robustesse qui parfois n'est pas atteinte par des galvanomètres à suspension sur pivots et crapaudine, même pour des sensibilités de $100 \mu\text{A}$. La résistance du cadre est portée à 14.200Ω pour obtenir une chute de tension de 100 mV , ce qui permet une réalisation plus aisée des shunts, et conserve un amortissement du galvanomètre constant, ou à peu près, pour les trois sensibilités.

Trois shunts, de valeur convenable, permettent d'obtenir trois gammes de mesure : 10 , 100 et $1.000 \mu\text{A}$, pour toute l'étendue de l'échelle. Ce dernier calibre n'est utilisable que pour la mesure du courant de fuite des transistors au germanium, la mesure étant effectuée cette fois à tension imposée : 5 volts . (voir ci-après le montage sur la figure II - 3).

En réalisant le montage qui vient d'être décrit, nous nous proposons d'atteindre un double but : mesurer $I_{\text{CE}0}$, et mesurer, ou contrôler, la tension d'avalanche $BV_{\text{CE}0}$. En effet, le courant de fuite $I_{\text{CE}0}$ garde une valeur relativement constante en fonction de la tension appliquée entre collecteur et émetteur, où du moins la variation est lente, jusqu'au moment où la tension d'avalanche est atteinte, à partir de cette tension le courant croît très rapidement (figure II - 2), parfois même avec l'apparition d'un phénomène de résistance dynamique négative (courbe C).



Courbe A = courbe
idéale

Courbes B et C : courbes
réelles observables
sur la majorité des
transistors.

Figure II-2

L'allure de la caractéristique $I_{CE0} = f(V_{CE})$ permet de définir aisément la méthode à employer pour obtenir la valeur de la tension d'avalanche à l'aide du montage décrit précédemment.

Le plus souvent il suffit de chercher à quelle tension de collecteur, le courant de fuite, I_{CE0} , atteint une valeur qui est fixée par les conditions réelles d'utilisation, ou encore de vérifier que pour une tension de valeur fixée, la valeur de I_{CE0} reste inférieure au maximum admissible. C'est d'ailleurs cette dernière méthode qui est utilisée par de nombreux constructeurs pour le tri des éléments en catégories diverses, et les caractéristiques publiées indiquent la valeur retenue comme limite supérieure dans ces conditions.

Néanmoins, cette mesure a une très grande utilité, car tous les transistors ne sont pas contrôlés dans les mêmes conditions; parfois la mesure est effectuée avec une résistance (de quelques ohms à quelques dizaines d'ohms) placée entre émetteur et base, ou bien la base est réunie à l'émetteur. Ces deux mesures, BV_{CEr} et BV_{CEs} sont beaucoup plus favorables (voir courbes) mais ne peuvent se comparer avec la mesure de BV_{CE0} .

Nous allons maintenant décrire le montage utilisé pour les mesures de courant de fuite de valeur supérieure à $100 \mu\text{A}$ (voir figure II - 3).

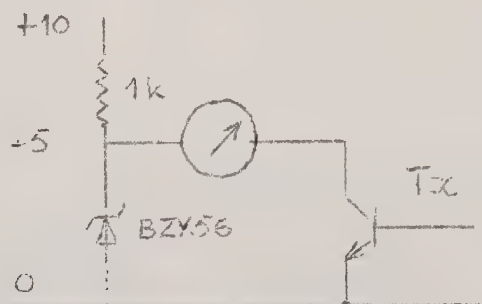


Figure II-3

Partant d'une tension de 10 volts, nécessaire par ailleurs, la tension de 5 Volts a été obtenue au moyen d'un diviseur de tension constitué par une diode à avalanche (BZ Y 56) en série avec une résistance de 1.000Ω réunie à l'alimentation de 10 volts.

Le diviseur ainsi réalisé présente, pour des débits inférieurs à 1 mA, une résistance de source dont la valeur moyenne peut s'écrire :

$$R_s = \frac{R_z \cdot 1000}{R_z + 1000} \neq 58,3 \Omega \quad (R_{z_{BZ Y 56}} = 62 \Omega)$$

La valeur maximale du courant qui peut traverser le transistor en essai Tx, est limitée à 10 mA.

Si l'on supprime la diode à avalanche, ou si, par suite de la valeur du courant traversant le transistor Tx, le courant qui la traverse est réduit à une très faible valeur, (tension à ses bornes inférieure à la tension d'avalanche), le calcul conduit à une valeur de 25 mW pour la puissance maximale que le transistor Tx peut avoir à dissiper.

En pratique, la diode BZ Y 56 cesse d'être conductrice pour une tension à ses bornes de 4,6 volts, ce qui conduit à un courant de 5,4 mA, traversant Tx, soit une puissance de 24,8 mW, puissance que peut dissiper n'importe quel transistor sans risque de détérioration.

Le même microampèremètre que celui qui est utilisé dans le montage précédent (voir figure II - 1) sert pour la mesure du courant de fuite.

Dans tous les schémas donnés, les polarités sont indiquées pour des transistors du type n - p - n. Dans le cas de transistors du type p - n - p, un ensemble de commutateurs (voir le schéma complet) réalise l'inversion du sens de branchement des alimentations, ou leur remplacement par une autre de valeur de tension identique, mais de la polarité convenable; de même; le microampèremètre est connecté en sens inverse. Le détail de toutes ces commutations est donné dans le schéma d'ensemble de l'appareil, à la fin de ce chapitre.

B - Mesure du gain

Il est possible de mesurer le gain d'un transistor en procédant de deux façons différentes :

- Fournir un courant connu à la base, et mesurer le courant de collecteur qui en résulte;
- Ajuster la valeur du courant de base, jusqu'à l'obtention d'une valeur déterminée du courant de collecteur.

Dans les deux cas, la valeur du gain statique en courant, β ou h_{21e} est donnée par la valeur du quotient $\frac{I_C}{I_B}$.

La première méthode est très simple à utiliser, et présente l'avantage de fournir directement le résultat de la mesure sur une échelle proportionnelle d'un microampèremètre inséré entre le collecteur et la source de tension. Cette méthode est toutefois peu utilisable, sauf dans des cas bien définis, et ne convient donc pas pour la réalisation d'un appareil d'usage courant, du fait que la mesure du gain est effectuée à des courants de collecteur différant entre eux, d'un exemplaire de transistor à un autre, dans le même rapport que leurs gains. De ce fait, elle ne permet pas de faire une comparaison significative entre des échantillons différents que l'on se propose d'utiliser à un courant de collecteur défini (par les autres éléments du circuit associé, notamment la résistance de charge), parce que le gain dépend de la valeur du courant de collecteur.

La deuxième méthode, qui est celle dont le principe a été appliqué à la réalisation de l'appareil que nous avons mis au point, offre l'avantage de déterminer le gain du transistor mesuré, pour une valeur imposée du courant de collecteur. Cela correspond mieux aux conditions réelles d'utilisation des transistors dans la majorité des montages électroniques.

Lorsqu'elle est mise en oeuvre à l'aide d'un montage de laboratoire, cette méthode nécessite l'emploi de deux galvanomètres (l'un pour mesurer le courant de base, l'autre pour le courant de collecteur), et une source de courant réglable continûment entre deux limites aussi éloignées que possible l'une de l'autre. De la sorte, la mesure est peu rapide, et de plus, l'opérateur doit effectuer une division pour obtenir la valeur du gain.

Pour rendre plus rapide la mesure, le courant de base est réglé automatiquement à la valeur convenable par un amplificateur, A, qui compare la tension apparaissant aux bornes de

résistance R_C à une tension de référence obtenue à l'aide du diviseur $R_1 - R_2$ à partir de la tension d'alimentation, qui est stabilisée.

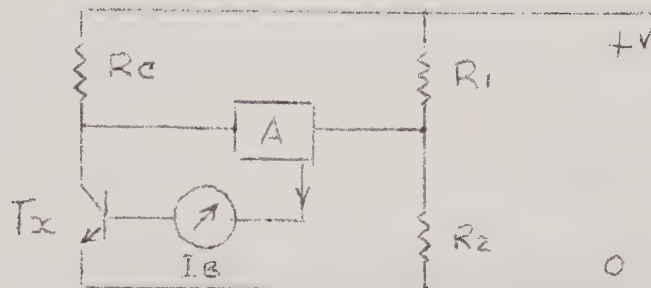


Figure II-4

Le signal différentiel, amplifié, commande un transistor chargé de fournir le courant requis, à la base du transistor à mesurer.

La valeur du courant de collecteur, pour laquelle est effectuée la mesure, est fixée par la valeur de la résistance R_C , compte tenu de la tension prise comme référence (diviseur $R_1 - R_2$) et la mesure du gain s'effectue à l'aide d'un microampèremètre convenablement gradué, dont la sensibilité est ajustée à la valeur correspondant à chaque intensité du courant de collecteur.

Compensation du courant de fuite -

Dans ce montage, le courant qui traverse la résistance R_C est la totalité du courant de collecteur du transistor en essai Tx, soit $I_{CE0} + (\beta I_B)$.

Pour un transistor présentant un courant de fuite non négligeable en regard du courant pour lequel est effectuée la mesure, l'erreur introduite est d'autant plus importante

que le rapport $\frac{(\beta I_B + I_{CE0})}{I_{CE0}}$ est plus voisin de l'unité,

ce qui peut intervenir soit parce qu'on désire effectuer la mesure à une faible valeur de courant de collecteur, soit parce que I_{CE0} atteint une valeur élevée par suite de la température à laquelle la mesure est effectuée.

L'absence de compensation du courant de fuite I_{CE0}

peut donc conduire à l'appréciation erronée de trois paramètres :

- le gain statique β
- la variation du gain statique en fonction du courant de collecteur : gain dynamique
- la variation du gain en fonction de la température des jonctions.

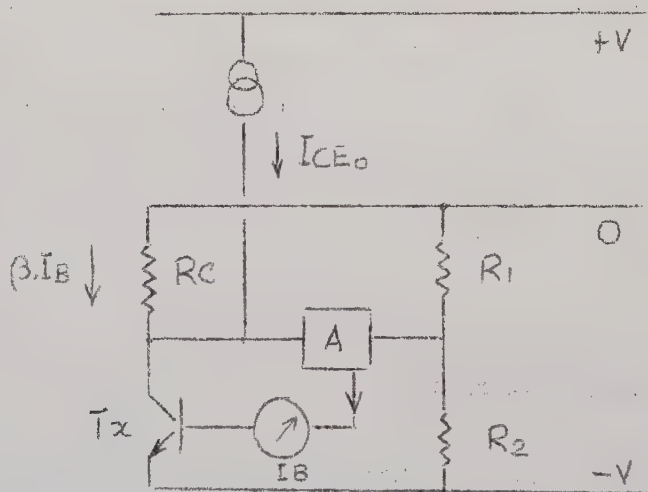


Figure II-5

Pour obtenir la compensation du courant de fuite, nous avons réalisé le montage dont le schéma est donné à la figure II -5. Un générateur de courant, de très grande résistance interne devant la valeur la plus forte de R_C délivre un

courant égal au courant I_{CE0} (mesuré à la même tension émetteur-collecteur que celle à laquelle la mesure de gain est effectuée), ainsi la résistance R_C n'est parcourue que par la fraction du courant total de collecteur qui est due au courant de commande appliqué à la base : (βI_B) .

Schéma pratique pour la compensation de I_{CE0} -

Afin de rendre plus simple et plus rapide encore la mesure du gain, on remarquera qu'en période d'attente, le transistor soumis à la mesure se trouve relié à un montage (dont le schéma est donné à la figure II - 6) qui réalise automatiquement la compensation du courant de fuite. Son fonctionnement est le suivant :

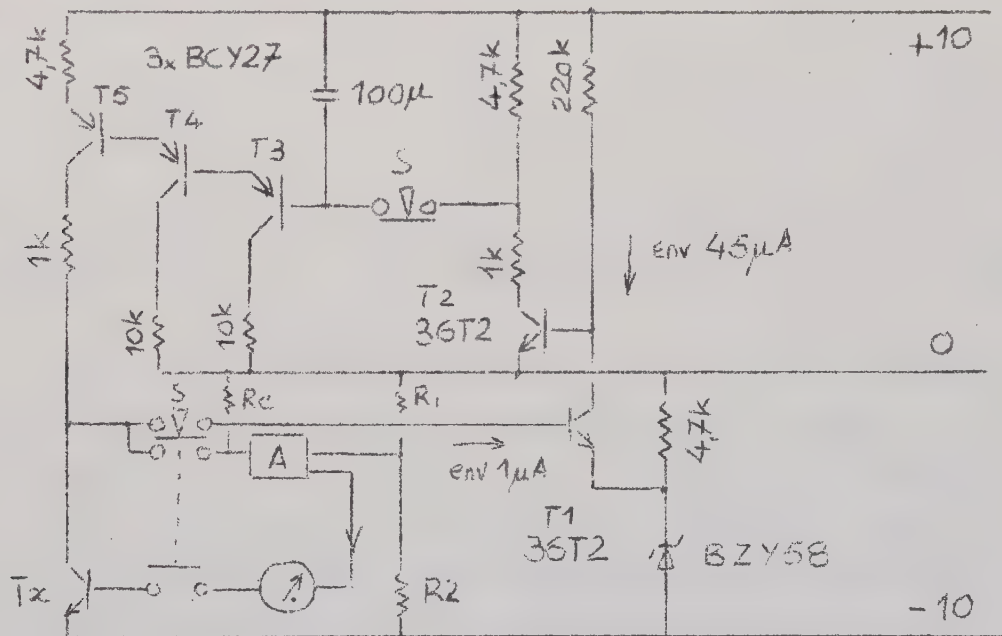


Figure II-6

La tension de collecteur du transistor en essai est comparée à la tension de référence définie par la diode à effet Zener BZ Y 58. Le signal résultant, amplifié par le transistor 36T2 (T1), est appliqué à la base d'un deuxième transistor 36T2 (T2)

dont le rôle est d'assurer la relation de phase correcte et de fournir un courant suffisant pour charger le condensateur de $100\ \mu\text{F}$. Ce condensateur emmagasine une quantité suffisante d'énergie pour maintenir, pendant le temps nécessaire à la mesure, le potentiel constant requis pour la commande du générateur de courant que constituent les trois transistors BC Y 27 S (T3 - T4 - T5) montés en triple étage à charge d'émetteur, dont la résistance de charge de $4,7\ \text{k}\Omega$ est réunie à l'alimentation positive de 10 volts.

Le courant délivré par ce générateur est appliqué au collecteur du transistor en essai. L'équilibre est atteint lorsque la valeur du courant fourni par le générateur est égale à la valeur du courant de fuite à compenser.

Au moment de la mesure du gain, le commutateur S débranche l'amplificateur de commande du générateur de courant, pour relier le collecteur du transistor en essai à l'amplificateur A, qui commande le courant de base, et à la résistance de collecteur R_C , tandis que le générateur de courant réalise la compensation du courant de fuite I_{CE0} . Le condensateur de $100\ \mu\text{F}$ joue à ce moment là le rôle de "mémoire".

Pour un courant de compensation de $1\ \text{mA}$, le courant de commande du générateur de courant est au maximum de $0,1\ \mu\text{A}$, du fait que le produit des gains en courant des trois transistors T3, T4, T5, est de l'ordre de 10^4 . La variation de la valeur du courant de compensation est inférieure à 2% en 30 secondes.

Schéma du montage électronique pour la mesure du gain -

Dans le schéma complet de l'amplificateur (figure II - 7) les deux étages amplificateurs dont il a été question précédemment sont constitués de la façon suivante :

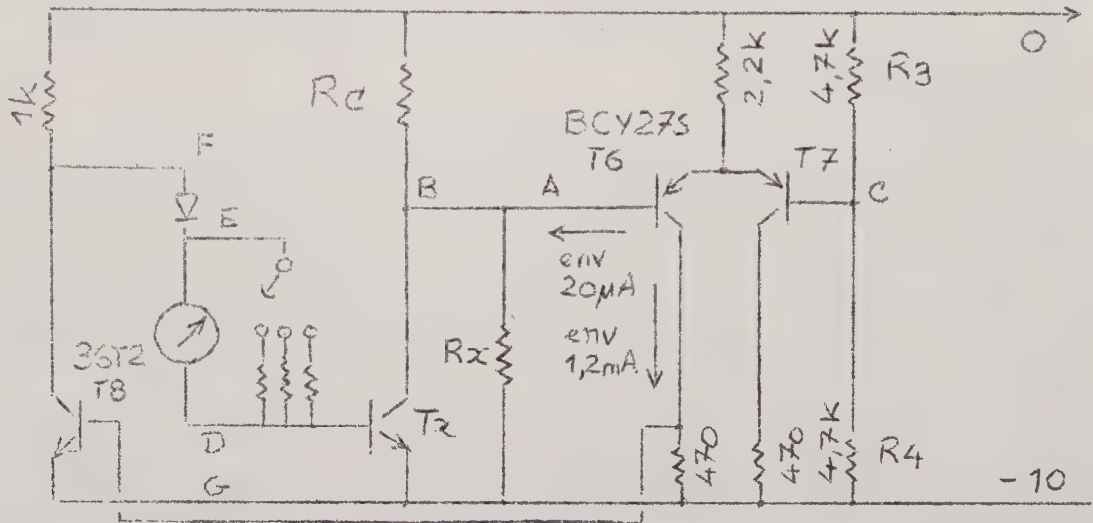


Figure II-7

- Le premier étage par deux transistors BC Y 27 S (T6 - T7) à gain élevé fonctionnant avec une résistance commune d'émetteur;
- Le deuxième étage par un transistor 36 T 2 (T8) monté en émetteur commun.

L'intérêt de l'utilisation d'un étage amplificateur d'entrée à structure symétrique réside dans les trois caractéristiques suivantes :

- Résistance d'entrée relativement élevée, sur la base recevant le signal;
- Résistance d'entrée relativement élevée, au point d'introduction de la tension de référence;
- Dérive thermique réduite du fait de la structure symétrique.

Pour une faible excursion de potentiel du point A, par rapport au potentiel du point C, ce qui est le cas lorsque, après la mise en place dans le montage d'un exemplaire de transistor à mesurer, les potentiels continus des différents points de l'amplificateur ont atteint leur équilibre, la résistance différentielle d'entrée de l'amplificateur au point A est comprise, selon les exemplaires de transistors BC Y 27 S utilisés, entre 1 k Ω et 10 k Ω .

La résistance Rx (voir figure), placée entre la base du transistor BC Y 27 S (T6) et le point - 10 V de l'alimentation, a pour rôle de fournir à la base la majeure partie du courant qui lui est nécessaire sans que celui-ci ne traverse le transistor dont on mesure le gain en courant.

Sans la présence de cette résistance, pour les mesures effectuées sur la position du commutateur des valeurs de Rc correspondant à un courant de collecteur de 200 μ A, l'erreur commise sur le gain serait de 10%. La présence de cette résistance, de valeur convenablement choisie (voir paragraphe II -3) permet de réduire cette erreur à moins de 1% dans tous les cas, et ceci, pour des variations de la température ambiante comprises entre 0 et 40°C, qui ont pour conséquence de modifier le gain en courant des transistors, et particulièrement, des BC Y 27 S T6 et T7.

Au point C, la résistance différentielle d'entrée, qui est la même que celle qui existe au point A, permet l'utilisation d'un diviseur à résistance de consommation réduite (environ 1 mA) pour l'obtention de la tension de référence de - 5 volts (les valeurs des résistances Rc ont été calculées pour une différence de potentiel à leurs bornes de 5 volts, lorsqu'elles sont parcourues par le courant de collecteur indiqué sur la gravure du cadran du commutateur correspondant).

Pour la même raison qui nous a obligé à mettre entre le point A et le point - 10 volts une résistance de compensation R_x , il faut, pour le diviseur, deux résistances très légèrement différentes pour tenir compte du courant qui circule du point C vers le point - 10 volts. Dans le cas où la tension de la source d'alimentation est exactement 10 volts, cette différence doit être de 2% (résistances R_3 et R_4).

Au point B, l'impédance de source ne garde pas une valeur constante, elle est variable en fonction de trois éléments :

- Le gain en tension du transistor mesuré;
- L'impédance d'entrée du transistor mesuré;
- La valeur du courant de collecteur auquel est effectuée la mesure, qui modifie la valeur de R_c , et de la résistance ED, donc la valeur du gain en tension de l'amplificateur complet.

Le calcul indique que la résistance de source d'un amplificateur soumis à une contre réaction, diminue lorsque le taux de cette réaction augmente :

$$R_S = \frac{R_i}{1 + \mu G}$$

R_i étant la résistance de sortie sans contre réaction;
 G étant le gain de l'amplificateur sans contre réaction;
 μ représentant le taux de contre réaction.

Dans le cas de l'amplificateur que nous venons de décrire, il n'est pas possible d'effectuer ce calcul avec une précision assez grande pour pouvoir en tirer des conclusions utiles

du fait que le dernier étage de l'amplificateur est constitué par le transistor sur lequel on désire effectuer des mesures : ses caractéristiques ne sont jamais les mêmes, et peuvent varier dans de très grandes proportions : le gain en courant, , varie en effet, selon les types de transistors, de 3 à 600, et selon les exemplaires d'un même type, dans un rapport de 1 à 10.

En pratique, nous avons vérifié, et c'est en fait le point important, que dans tous les cas la tension aux bornes de R_c (et par suite le courant traversant R_c) ne varie pas de plus de 1%, en plus ou en moins, de la valeur prévue.

Ce résultat semble mettre en évidence que la résistance de source, au point B, est toujours inférieure à quelques dizaines d'ohms. La faible valeur de la résistance d'entrée de l'amplificateur, au point A, par rapport à celle d'un amplificateur à tubes, ne constitue pas une cause d'erreur importante, comme cela peut le paraître au premier abord, si l'on ne considère que les valeurs de R_c de 25 k Ω pour 200 μ A jusqu'à 250 Ω pour 20 mA de courant de collecteur.

Le deuxième étage de l'amplificateur, réalisé avec un transistor 36 T 2 (T8), ne pose aucun problème particulier. Il doit seulement être à même de fournir à la base du transistor étudié un courant pouvant atteindre une valeur maximale de 6,66 mA, nécessaire pour la gamme de mesure la moins sensible, et pour le gain le plus faible, 3, lorsque le courant de collecteur est à sa valeur la plus forte, 20 mA.

Dans ces conditions, la tension nécessaire est la somme des trois tensions suivantes : V_{DG} , V_{DE} , et V_{EF}

soit en considérant la valeur la plus forte possible entre les points D et G (jonction émetteur-base du transistor à mesurer) :

$$1 + 1 + 0,8 = 2,8 \text{ volts.}$$

Par mesure de sécurité, le calcul pour la détermination de la résistance de charge de cet étage a été effectué en tenant compte d'une valeur de tension de 3,0 volts, et d'un courant de 7 mA. Ce qui a conduit à une résistance de collecteur de valeur de 1 k Ω .

La diode placée entre les points E et F (voir figure II - 7) est chargée de produire, sous l'influence du courant qui la traverse, un décalage de potentiel rendu nécessaire par la valeur de la tension de saturation collecteur-émetteur d'un transistor 36 T 2 pour une valeur de courant de collecteur de 7 mA, qui ne permettrait pas au point D d'atteindre une valeur de potentiel assez proche de celle du point G pour réaliser des mesures de gain sur des transistors au germanium, avec des courants de collecteur de faible valeur. En effet, dans ce cas, la tension émetteur-base peut ne pas dépasser une centaine de millivolts, la différence de potentiel entre les points E et D peut être aussi très faible. (et même nulle pour un transistor de gain infini, ou du moins très grand). Or la tension de saturation d'un transistor 36 T 2, fonctionnant à 7 mA de courant de collecteur, est voisine de 500 mV. La diode placée entre les points E et F a été choisie du type au silicium, avec une tension de seuil de 0,6 volt pour un courant de 1 μ A (diode D15A - Silec).

C - Mesure de la tension émetteur-base -

L'analyse qui vient d'être faite du fonctionnement de l'amplificateur fournissant le courant à la base du transistor à mesurer, permet de voir qu'il est possible de brancher entre les points D et G, un voltmètre, sans que ceci n'entraîne de

modification notable dans les conditions choisies pour la mesure du gain. L'augmentation de consommation entre ces deux points étant compensée par l'action de la contre-réaction.

Toutefois le voltmètre utilisé pour cette mesure ne doit pas présenter une consommation telle que le deuxième étage de l'amplificateur soit amené à délivrer un courant d'une valeur supérieure à 7 mA.

Compte tenu de cette nécessité, nous avons choisi, pour remplir cette fonction, un galvanomètre d'un calibre de 100 μ A pour la pleine déviation. Ceci porte à $6,66 + 0,1$, soit 6,76 mA, la valeur maximale de courant que le deuxième étage de l'amplificateur peut avoir à fournir. Nous disposons ainsi d'une marge de sécurité de 240 μ A, qui autorise, pour des mesures plus précises, l'utilisation d'un voltmètre extérieur, pour lequel nous avons prévu deux douilles de branchement.

Deux gammes de mesure de la tension émetteur-base ont été prévues : 0 à 400 mV et 0 à 1.000 mV, qui correspondent respectivement aux mesures de tension émetteur-base des transistors au germanium et au silicium, pour lesquels les tensions moyennes sont de l'ordre de 100 à 300 mV, et 500 à 700 mV.

Lors de la mesure de cette tension, un commutateur réalise automatiquement la mise hors circuit du microampère-mètre et des shunts servant à la mesure du courant de base (mesure du gain). Sans cette précaution, il est des cas où la mesure serait fausse :

Pour la gamme 200 μ A de courant de collecteur, la résistance entre les points E et D (figure II -7) atteint jusqu'à 100 k Ω .

Dans le cas de la mesure d'une tension émetteur-base d'une valeur de 1000 mV, et en ne tenant compte que du courant nécessaire à la déviation du voltmètre, le calcul montre que le point F devrait pouvoir atteindre une tension au moins égale à + 1 volt, ce qui n'est pas possible. Il est donc nécessaire de réaliser un court-circuit entre les points D et E, pour éviter cette erreur.

De toute façon, même si l'excursion de potentiel du point F restait dans les limites autorisées, il est préférable de mettre hors circuit le microampèremètre de mesure du courant de base, placé entre les deux points cités précédemment, d'une part afin d'éviter que les potentiels continus de l'amplificateur ne soient trop différents de ce qu'ils sont lors de la mesure du gain, et d'autre part, pour éviter la possibilité d'effectuer une lecture de gain sur le microampèremètre alors qu'elle n'est pas significative.

3 - MISE AU POINT ET REGLAGES

Pour assurer un fonctionnement satisfaisant de l'appareil, il convient de procéder aux réglages suivants :

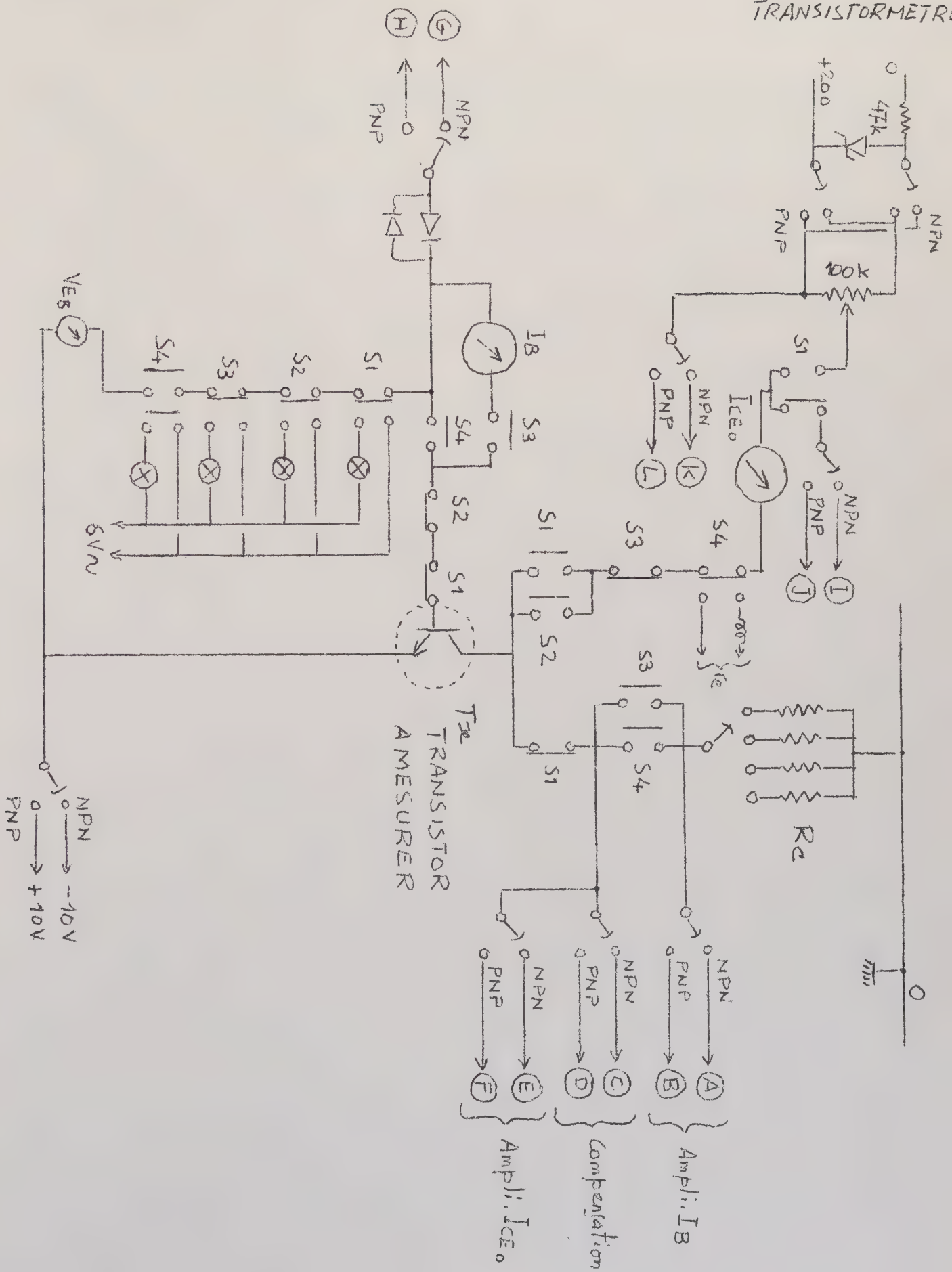
- Ajuster la valeur de potentiel du point C (figure II - 7) à - 5 volts, pour déterminer la valeur exacte du courant traversant les résistances R_c ;
- Après avoir inséré entre les points A et B (figure II - 7) un microampèremètre à grande sensibilité et à faible résistance interne ($10 \mu A$ au moins), on ajuste la valeur de la résistance R_x , pour obtenir une lecture aussi voisine que possible de zéro, et en tous cas inférieure à $1 \mu A$;
- Enfin, on vérifiera le bon étalonnage des microampèremètres

de mesure du courant de base, et du voltmètre de la mesure de tension émetteur-base.

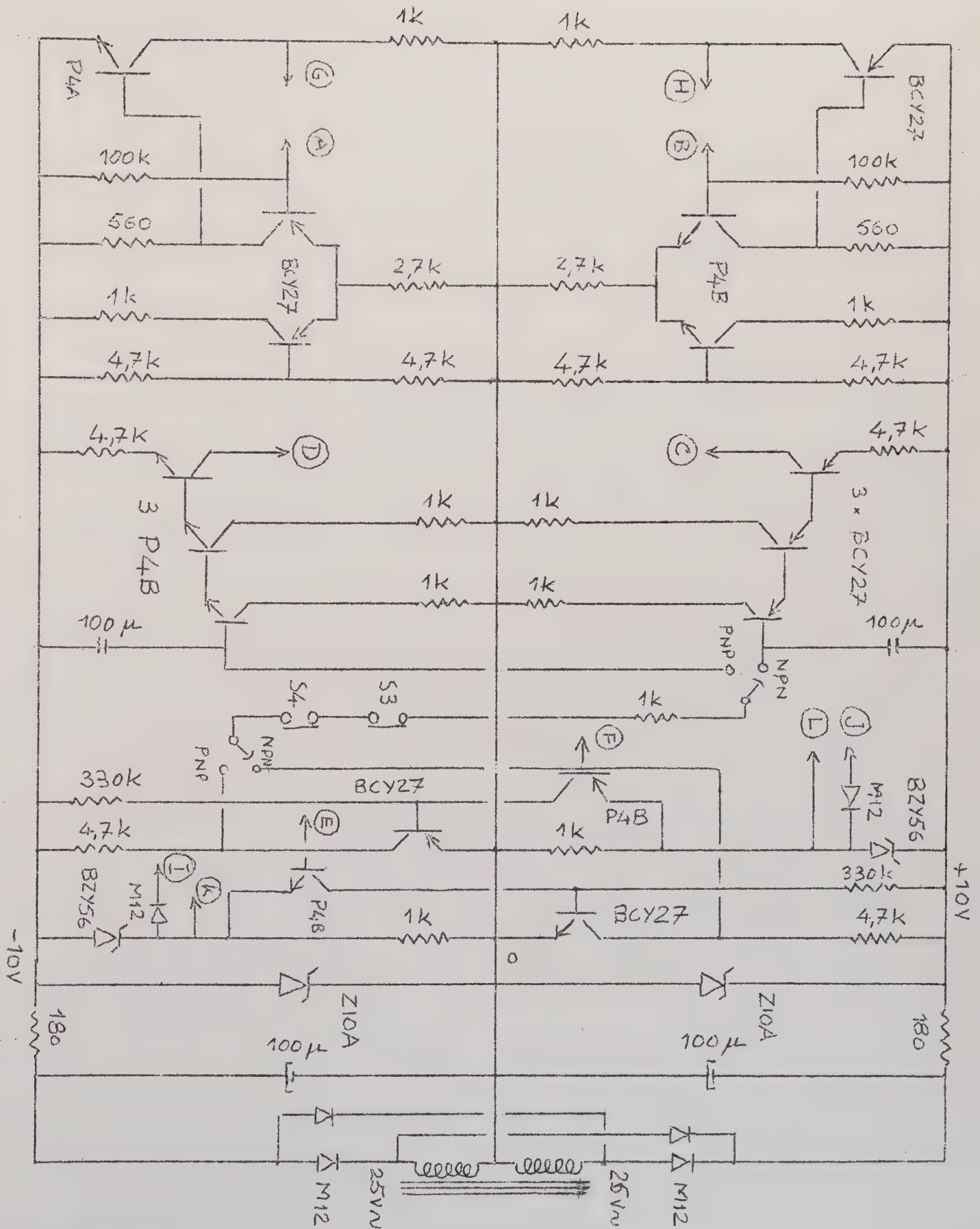
Tous ces réglages ne doivent être effectués qu'après vérification du bon fonctionnement des alimentations, et des circuits de compensation du courant de fuite I_{CE0} .

Comme nous l'avons dit précédemment, pour des mesures sur des transistors p - n - p , on utilise un montage en tous points identique, mais dont les transistors et les sources d'alimentation sont de la polarité opposée à celle utilisée dans les circuits que nous venons de décrire (voir les schémas détaillés).

TRANSISTORMETRE

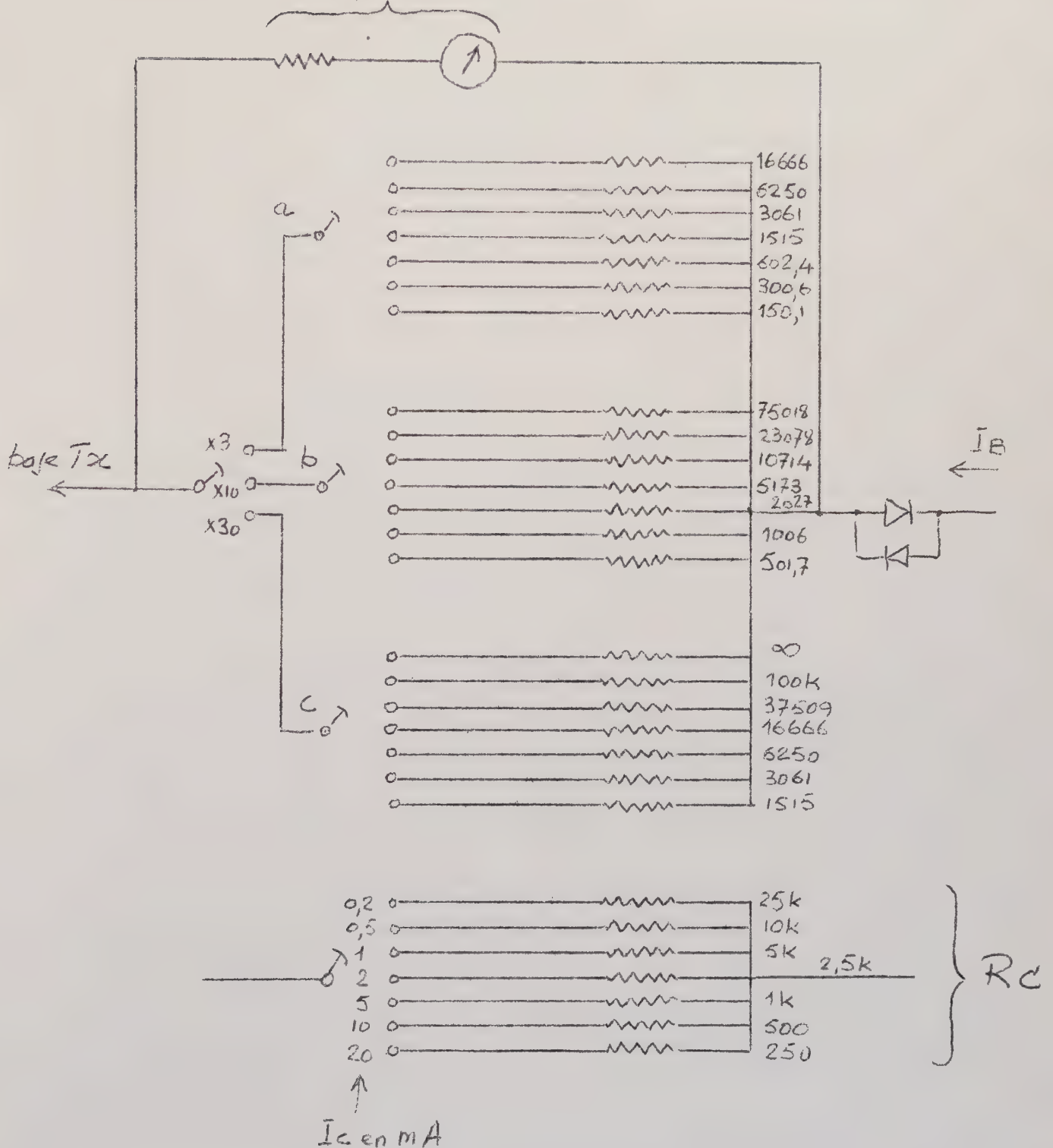


TRANSISTORMÈTRE



TRANSISTORMÈTRE

6,65 μ A - 1V



Commutateur des gammes de I_C et shunts pour la mesure de I_B .

C H A P I T R E I I I

A N A L Y S E U R D Y N A M I Q U E

1 - INTRODUCTION

Parmi les divers avantages de la méthode de relevé en régime dynamique des caractéristiques électriques d'un élément, il en est un d'un intérêt si considérable qu'à lui seul il fait choisir cette méthode:

La puissance moyenne dissipée dans l'élément examiné est notablement inférieure à la puissance instantanée de crête. Il est donc possible d'effectuer le relevé des caractéristiques à des valeurs de courant et de tension qui conduiraient, en régime statique, à la destruction certaine de cet élément.

Dans le cas des semiconducteurs, dont on connaît par ailleurs la fragilité vis à vis des surcharges en puissance (ce qui n'était pas le cas de la majorité des tubes électroniques), cette particularité de la méthode a été l'un des éléments prépondérants qui ont guidé notre choix parmi les diverses solutions envisagées.

Lors de la mise au point du schéma, et de la détermination des caractéristiques de l'analyseur dynamique, nous avons eu comme but essentiel d'aboutir à la réalisation d'un appareil de laboratoire dont l'étendue des caractéristiques et

des gammes de mesure permette d'obtenir rapidement le maximum de renseignements concernant les diverses caractéristiques d'un exemplaire de transistor.

2 - CARACTERISTIQUES GENERALES

Cet appareil permet le tracé de diverses courbes caractéristiques des diodes et transistors de tous types. Il fournit entre autres les résultats suivants :

- Tension de coude, tension de saturation, tensions d'avalanche (BV_{CE0} , BV_{CEr} , BV_{CEs} , BV_{CBo} , BV_{CBr}), résistance interne de collecteur, gain en courant, gain en tension, impédance d'entrée, pour des transistors p - n - p ou n - p - n, en montage " émetteur commun " (EC) ou " base commune " (B.C.)
- Caractéristique directe et inverse des diodes de tous types.

a) - Conditions d'essais -

- Tension de collecteur : 0 à 20 V (10 A) ou 0 à 330 V (0,7 A);
- Alimentation de base (dans le cas du montage " émetteur commun ")
commande en courant : 0,3 μ A à 200 mA par échelon;
commande en tension : 3 mV à 200 mV par échelon;
- Alimentation d'émetteur (dans le cas du montage " base commune ")
commande en courant : 0,3 μ A à 200 mA par échelon;
commande en tension : 3 mV à 200 mV par échelon;
- Nombre d'échelons : 4, 6, 8 ou 10, en balayage continu (cadence 100 ou 200 échelons par seconde) ou déclenché (famille de courbes unique) pour la photographie.

Dans le cas du montage en "base commune" pour la gamme 0 - 20 V (10 A) de tension d'alimentation de collecteur, l'alimentation d'émetteur limite le tracé des caractéristiques à 2A de courant de collecteur.

b) - Conditions d'examen -

Les courbes caractéristiques apparaissent sur l'écran d'un tube cathodique de 13 cm. de diamètre à fond plat, comportant un réticule gradué de 10 x 10 divisions.

- Voie verticale : courant de collecteur : 10 μ A à 1 A par division;
tension émetteur-base : 10 mV à 500 mV par division;
courant de base : 1 μ A à 200 mA par division;
- Voie horizontale : tension de collecteur : 10 mV à 50 V par division
tension émetteur-base : 10 mV à 500 mV par division
courant de base : 1 μ A à 200 mA par division.

Un générateur de signal alternatif d'amplitude stable est incorporé dans l'appareil pour permettre de vérifier l'étalonnage des amplificateurs de déflexion (voies verticale et horizontale).

3 - SCHEMA DE PRINCIPE

Dans le cas de mesure le plus courant, à savoir le montage du transistor à étudier en "émetteur-commun", le schéma d'ensemble se présente comme indiqué dans la figure III - 1.

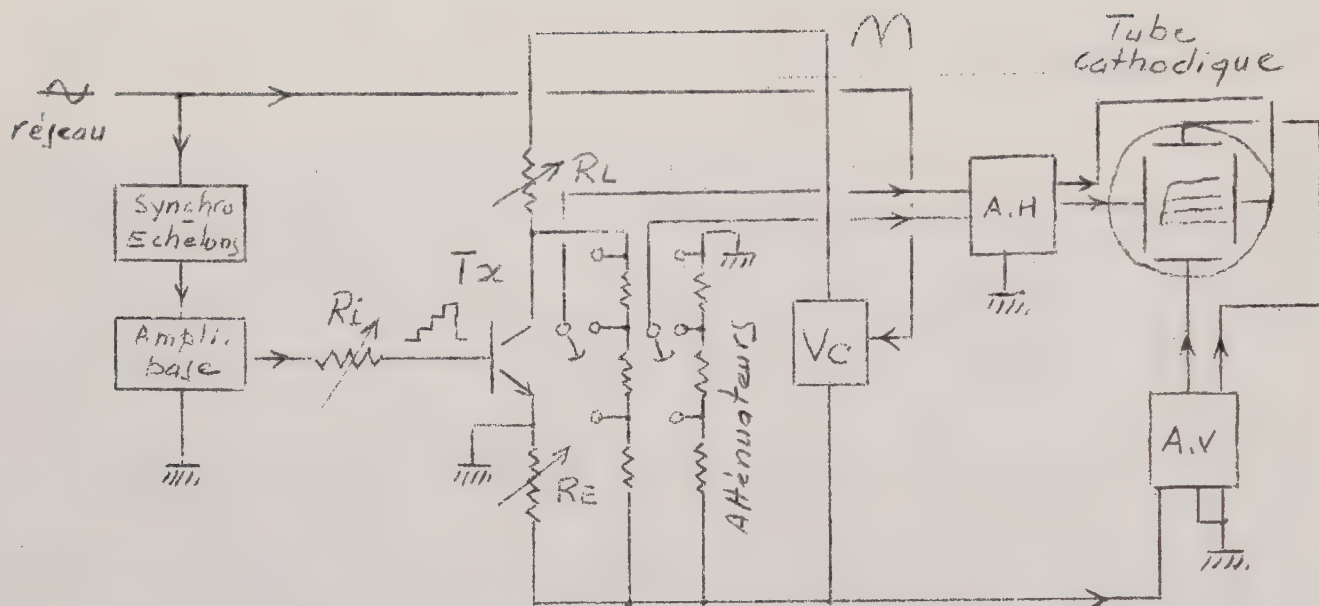


Figure III-1

Le transistor sur lequel sont effectuées les mesures, Tx, se trouve réuni à la ligne de potentiel zéro de l'appareil par l'émetteur.

La base du transistor Tx reçoit du circuit d'alimentation de base (A.B.) des échelons de courant ou de tension, dont la valeur peut être choisie en modifiant les valeurs des résistances d'un réseau (R_i).

Le collecteur est alimenté en tension à partir d'une source (V_c) en série avec laquelle se trouve une résistance (R_L) de valeur variable, qui est destinée à limiter le courant qui peut traverser Tx, et la puissance qu'il dissipe.

Dans ces conditions, pour chaque nouvelle excursion de la tension de collecteur appliquée au transistor, le courant de collecteur atteint une nouvelle valeur qui est fonction d'une part, de la valeur du courant de base constant au cours d'une excursion complète de la tension de collecteur, et d'autre part,

de la valeur de la tension émetteur collecteur.

Pour toutes les courbes nous avons donc un paramètre à variation séquentielle (I_B ou V_B) et un paramètre à variation périodique (V_C), ce qui permet, pour une séquence complète, de tracer un réseau de courbes caractéristiques.

Pour tracer le réseau des courbes caractéristiques I_C f (V_{CE} I_B), les amplificateurs de déflexion du tube cathodique (A.H. et A.V.) doivent recevoir des tensions proportionnelles au courant de collecteur, I_C et à la tension collecteur -émetteur V_{CE} .

a) - Amplificateur de déflexion verticale (A.V.)

La fonction principale de l'amplificateur de déflexion est de permettre de mesurer le courant de collecteur. A première vue, il peut paraître aisé d'effectuer cette mesure en plaçant en série avec la résistance de limitation R_L , une résistance de valeur connue aux bornes de laquelle le courant à mesurer ferait apparaître une différence de potentiel qui lui serait proportionnelle. Cette méthode est à rejeter, du fait que les excursions de tension du collecteur peuvent atteindre 330 volts dans la polarité positive, et autant dans la polarité négative, soit 660 volts au total. Cela conduirait donc à réaliser un amplificateur (A.V.) du type différentiel, pouvant fonctionner avec une tension commune aux deux entrées variable dans des limites très importantes, ce qui compliquerait considérablement le problème.

L'émetteur du transistor sur lequel on effectue les mesures, étant réuni à la ligne de potentiel zéro de l'appareil, il a paru préférable de placer la résistance d'échantillonnage

du courant (R_E) entre ce point, et l'extrémité de la source d'alimentation du collecteur (V_C) qui aurait été réunie à l'émetteur, c'est à dire à la ligne de potentiel zéro), si l'on avait adopté la solution envisagée au paragraphe précédent.

Dans ces conditions, il semble que l'on pourrait utiliser pour les plaques de déflexion verticale du tube cathodique un amplificateur de type non différentiel. Toutefois, pour le tracé de certaines courbes, par exemple celle de l'impédance d'entrée, $\frac{dV_{EB}}{dI_B}$, qui nécessite de mesurer la ten-

sion aux bornes de la résistance R_i , qui n'a aucun point au potentiel zéro, il est indispensable que l'amplificateur utilisé pour cette mesure soit du type différentiel.

Il est à noter, par ailleurs, que le tube cathodique utilisé, type DG 13/34, est prévu pour être alimenté sur les plaques de déflexion, par un amplificateur à sortie symétrique. Dans le cas d'amplificateurs pour signaux continus, il est plus simple de réaliser un amplificateur entièrement symétrique, si l'on veut une sortie symétrique, et une faible dérive thermique, que de réaliser un amplificateur partiellement symétrique. Un amplificateur de ce type peut également fonctionner en mode différentiel.

b) - Amplificateur de déflexion horizontale (A.H.)

La mesure de la tension collecteur-émetteur, par l'amplificateur de déflexion (A.H.) ne nécessite pas d'amplificateur du type différentiel tant que cette tension (V_{CE}) est inférieure à la tension d'entrée maximale que peut recevoir cet amplificateur (5 volts de part et d'autre du potentiel

zéro de l'appareil). Mais pour la mesure de tensions (V_{CE}) plus importantes, il est nécessaire d'utiliser un atténuateur calibré qui doit être monté comme indiqué sur la figure III - 1, afin d'éviter que le courant traversant cet atténuateur ne traverse également la résistance R_E , aux bornes de laquelle il ferait apparaître une tension qui ne serait pas due au passage du courant de collecteur du transistor Tx.

Il devient alors nécessaire d'adjoindre au premier atténuateur, (voir figure III - 1), un deuxième atténuateur, identique au précédent, qui fournisse une fraction de la tension apparaissant aux bornes de R_E , égale à celle que fournit le premier atténuateur, en plus du signal que l'on désire, $\frac{V_{CE}}{K}$.

Les tensions que l'on recueille à la sortie de ces atténuateurs, sont alors appliquées aux deux entrées de l'amplificateur (A.H.) qui est du type différentiel, et ne délivre aux plaques de déflexion du tube cathodique que le produit, après amplification, de la différence entre les signaux qu'il reçoit sur ses deux entrées.

Notons qu'il est tenu compte dans le calcul des différentes valeurs de R_E , de la présence de l'atténuateur qui se trouve en parallèle.

Lors du tracé de la caractéristique de transfert de courant d'un transistor, $I_C = f(I_B)$, pour la mesure du courant fourni à la base du transistor Tx, il est également nécessaire que cet amplificateur (A.H.) soit du type différentiel, pour les raisons mentionnées au paragraphe précédent où nous avons exposé les caractéristiques que devait avoir l'amplificateur de déflexion. (A.V.).

On notera également, dans le schéma donné en figure III - 1, la présence d'un circuit de synchronisation(sync.) destiné à faire coïncider le changement de valeur d'échelon fourni à la base, avec le début d'une nouvelle excursion de tension de la source d'alimentation de collecteur (V.C.).

Nous allons étudier en détail le fonctionnement et les schémas des éléments suivants, qui sont représentés sur la figure III - 1 :

- Source d'alimentation du collecteur;
- Source d'alimentation de base;
- Circuit de synchronisation des échelons;
- Circuits de mesure : le tube cathodique et son alimentation; les amplificateurs de déflexion.

4 - SOURCE D' ALIMENTATION DE COLLECTEUR

L' allure de la variation de la tension d'alimentation du collecteur qu'il semblerait normal d'utiliser, est celle d'une "dent de scie" dont la variation de tension est linéaire en fonction du temps. Mais, avec les valeurs limites que nous nous sommes fixées, 10 ampères pour le courant de crête et 330 volts pour la tension maximale, avec une puissance moyenne de 85 watts il aurait été nécessaire d'avoir recours à des amplificateurs de puissance de réalisation délicate et d'un encombrement important.

Cette solution n'aurait pour avantage que de permettre de choisir la fréquence de récurrence des variations de tension.

Comme par ailleurs la fréquence de récurrence n'est imposée, quant à sa valeur inférieure, que par la commodité d'observation visuelle des résultats sur l'écran du tube cathodique, fréquence qui doit être telle que les dix courbes (dans le cas du nombre d'échelons maximum) soient tracées en un temps très légèrement inférieur, ou au plus égal, à la durée de persistance d'une image rétinienne, (compte tenu de la persistance propre du tube cathodique), nous avons retenu finalement comme source d'alimentation à tension réglable, le réseau d'alimentation générale de l'analyseur.

La fréquence de ce réseau est de 50 Hz, et sa variation de tension en fonction du temps a pour équation : $v = V \sin \omega t$. Le schéma reproduit sur la figure III - 2 montre par quel moyen on obtient d'une part une tension variable récurrenente sans inversion de polarité, et d'autre part, une cadence de 200 excursions de tension de 0 à V_m , par seconde; il est possible de tracer ainsi dix courbes, correspondant à un réseau de caractéristiques complet, en $1/20^{\circ}$ de seconde, soit bien en un temps très légèrement inférieur à celui de la persistance d'une image rétinienne, sans tenir compte de la persistance d'une image sur l'écran du tube cathodique.

Les transformateurs T1, T2 et T3, représentés sur le schéma de la figure III - 2, remplissent les fonctions définies ci-après :

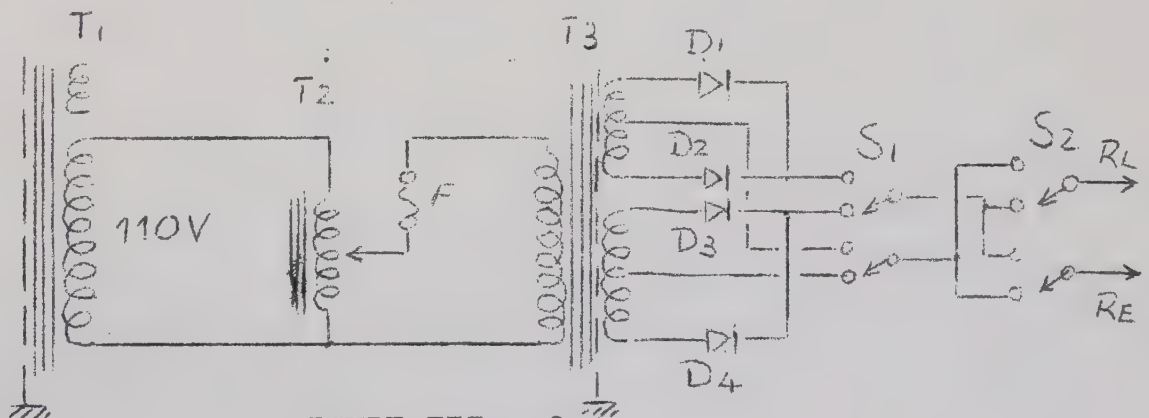


FIGURE III - 2

T1 fournit à partir de la tension d'alimentation du secteur les tensions nécessaires aux alimentations des différents circuits de l'analyseur. Il comporte un enroulement 110 V pour l'alimentation du primaire de T2.

T2 est un autotransformateur à bobinage torique, muni d'un axe central qui commande le déplacement d'un curseur, permettant d'obtenir une tension réglable entre 0 et 110 volts, avec une résolution de 0,5 V correspondant à la tension existant entre deux spires consécutives.

T3 comporte, au secondaire, deux enroulements à prise médiane, qui fournissent, après redressement des deux alternances, des tensions respectives de 20 et 330 volts crête, lorsque le primaire est alimenté par la tension maximale que peut fournir T2, soit 110 volts.

Les commutateurs S_1 et S_2 permettent de choisir la gamme et la polarité de la tension apparaissant entre les points d'utilisation R_L et R_E .

La variation de tension entre ces deux points s'exprime par la relation : $v = |V \sin \omega t|$, dont la figure III - 3 donne une représentation graphique, où l'on voit bien que, à partir d'un signal $V \sin \omega t$ d'une fréquence de 50 Hz, on obtient un signal présentant 200 fois par seconde, une variation de la tension v , entre les valeurs 0 et V .

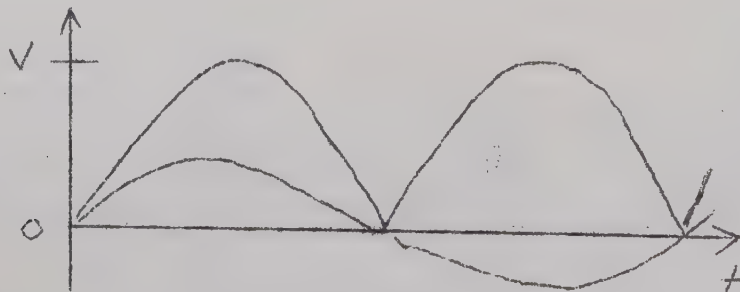


FIGURE III - 3

Chacun des transformateurs T1 et T3, est muni d'un écran statique entre les enroulements primaire et secondaire, pour diminuer le couplage capacitif direct entre ces enroulements. Cette précaution est rendue nécessaire par la sensibilité de mesure de la première gamme du courant de collecteur, (10 μ A par division du réticule du tube cathodique) et par le fait que l'alimentation de collecteur n'est pas réunie directement à la ligne de potentiel zéro de l'appareil (voir figure III - 1).

5 - PUISSANCE DISSIPÉE DANS LE TRANSISTOR

Au paragraphe III - 2, nous avons indiqué comme limites pour les courants et tensions d'alimentation du collecteur du transistor en essai : 20 volts crête, avec un courant de 10 A, et 330 volts crête avec un courant de 0,7 A.

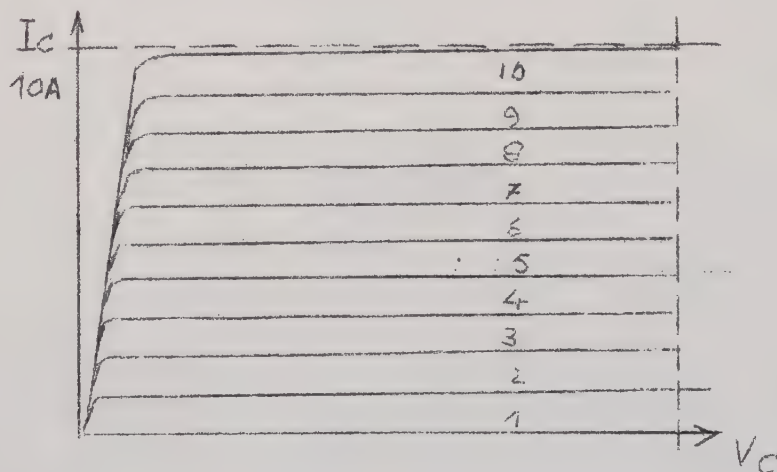


FIGURE III - 4

Dans le cas d'un réseau de 10 courbes caractéristiques tracé dans les conditions limites, pour des tensions comprises entre 0 et 20 volts, et des valeurs de courant de collecteur atteignant 10 A pour la dernière courbe, si l'on néglige

l'effet de la tension de coude d'une part, et la résistance interne d'autre part, (qui est cause d'une certaine dépendance du courant de collecteur vis à vis de la tension de collecteur : le courant augmentant légèrement avec la tension de collecteur), l'énergie dissipée dans le transistor, pour chaque courbe tracée est :

$$E = I \times V \text{ moyen}$$

Pour une cadence de courbes de 200 par seconde, cette relation devient :

$$\begin{aligned} E &= \int_0^{T/4} I \cdot V \cdot \sin \omega t \, dt \\ &= I \cdot V \cdot \frac{1}{\omega} \left| -\cos \omega t \right|_0^{T/4} \\ &= \frac{I \cdot V \cdot T}{2\pi} \end{aligned}$$

La puissance correspondante est :

$$P = \frac{E}{T/4} = \frac{2 \, I \cdot V}{\pi}$$

La connaissance exacte de l'énergie ou de la puissance dissipée pour chaque courbe du réseau, ne présente pas beaucoup d'intérêt pratique; par contre, l'énergie dissipée au cours du tracé d'un réseau complet de caractéristiques (fonctionnement en famille de courbes unique) et la puissance correspondante (fonctionnement continu) sont deux points importants à connaître lors de l'utilisation de l'appareil pour l'examen des caractéristiques de types de transistors à faible dissipation.

ces

Nous allons donc calculer numériquement deux quantités, dans les conditions énoncées au début de ce paragraphe, puis nous essayerons de donner une formule simple permettant de les calculer dans tous les cas d'utilisation courante de l'appareil.

Dans le cas d'un réseau de caractéristiques analogue à celui qui est représenté sur la figure III - 4, les valeurs du courant pour les échelons successifs sont, en supposant que les courbes sont régulièrement espacées entre 0 et 10 ampères :

$$i_1 = \frac{10}{9} \times 0, \quad i_2 = \frac{10}{9} \times 1, \quad i_3 = \frac{10}{9} \times 2 \quad \dots \quad i_{10} = \frac{10}{9} \times 9$$

(ces courants étant exprimés en ampères)

soit un courant moyen :

$$I = \frac{1}{10} \times \frac{10}{9} \times (0 + 1 + 2 + 3 + \dots + 9) = 5 \text{ ampères.}$$

L'énergie dissipée à chaque réseau complet est donc :

$$E = 10 \times \frac{5 \times 20}{2\pi} \cdot T = \frac{5 \times 200}{2\pi} \cdot 0,02 = \frac{10}{\pi} = 3,183 \text{ joules.}$$

et la puissance correspondante :

$$P = \frac{2 \times 5 \times 20}{\pi} = 63,66 \text{ watts.}$$

L'expression générale de la puissance, utilisable pour un calcul approximatif rapide est :

$$P = I_{\max} \times V_{\max} \times 0,3$$

L'énergie pour un réseau de courbes unique est :

$$E = \frac{I_{\max} \times V_{\max} \times (n-1) \text{ échelons}}{600}, \text{ pour } 200 \text{ échelons/sec.}$$

$$E = \frac{I_{\max} \times V_{\max} \times (n-1) \text{ échelons}}{300}, \text{ pour } 100 \text{ échelons/sec.}$$

6 - SOURCE D' ALIMENTATION DE BASE

La base ou l'émetteur (dans le cas du montage en base commune) du transistor examiné doit être alimentée par des échelons de courant ou de tension constants pendant toute la durée d'une excursion de la tension du collecteur, le passage d'un échelon à un autre devant avoir lieu aussi rapidement que possible, au moment où commence une nouvelle excursion de la tension du collecteur. (Figure III - 5).

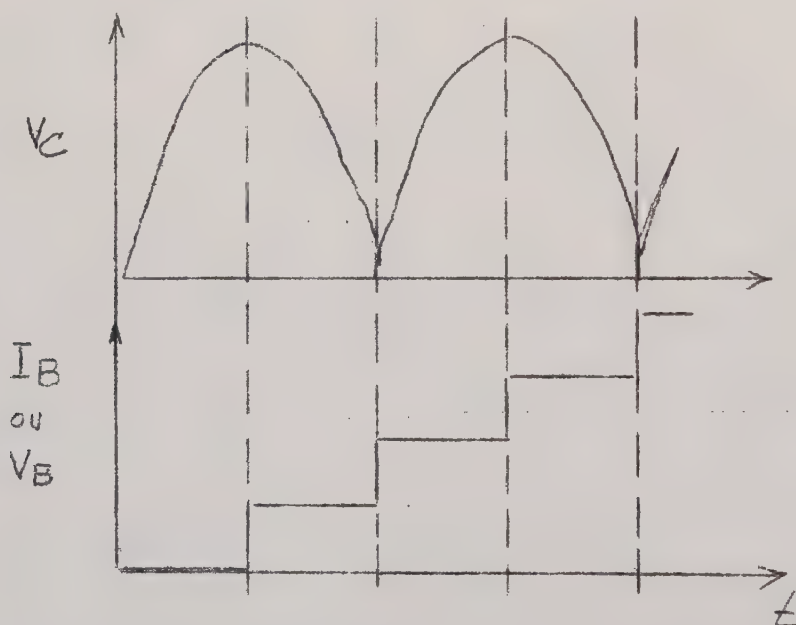


FIGURE III - 5

Après un nombre déterminé d'échelons (4 à 10) la valeur du courant ou de la tension, doit revenir à sa valeur initiale avant que l'on ne décrive une nouvelle série d'échelons.

Dans le cas de la figure III - 5, on notera que le nombre d'échelons est égal au nombre d'excursions de la tension d'alimentation du collecteur (200 par seconde).

Pour mettre mieux en évidence l'influence de la capacité collecteur-base du transistor examiné, (voir ci-après les photographies de caractéristiques de transistors), ou pour l'obtention de photographies de meilleure qualité, il est utile de pouvoir disposer d'échelons à une cadence deux fois plus faible : 100 par seconde. Chaque courbe du réseau de caractéristiques du transistor est alors tracée deux fois : une fois lorsque la tension de collecteur croît de 0 à V_{max} et une fois lorsqu'elle décroît de V_{max} à 0.

Dans ce mode d'observation, la capacité collecteur-base du transistor essayé peut produire un dédoublement des courbes.

Ce phénomène n'est observable que pour de faibles intensités de courant de collecteur, I_C , et de fortes valeurs de la tension de collecteur, V_C .

Dans le cas où les courbes ne se dédoublent pas, cette cadence réduite d'échelons permet d'obtenir, pour une famille unique de courbes, une quantité d'éclairement double sur l'écran du tube cathodique, ce qui est utile pour la réalisation de photographies.

Divers moyens peuvent être utilisés pour la production de tension en escaliers : intégrateur de MILLER, tubes à gaz, thyatronns

Nous avons utilisé un dispositif connu sous le nom de compteur en anneau, associé à deux circuits distincts pour compléter la source d'alimentation de base; celle-ci comprend donc essentiellement :

- a) - Un circuit de production des échelons, délivrant une tension en escaliers;
- b) - Un circuit de synchronisation des échelons par rapport à la tension d'alimentation de collecteur;
- c) - Un amplificateur de la puissance requise pour permettre d'effectuer les essais dans les conditions prévues, délivrant soit des échelons de tension, soit des échelons de courant, selon le mode d'établissement du circuit de contre-réaction.

a) - Circuit de production des échelons -

L'élément fondamental de ce circuit est un compteur en anneau adapté à la fonction particulière à laquelle il était destiné. Ce montage doit son nom au fait qu'il est constitué par une chaîne de n circuits bistables, refermée sur elle-même comme un anneau. Son emploi est généralement réservé au comptage d'impulsions (5). Une analyse sommaire de son fonctionnement permet de voir qu'il convient à la production de formes d'ondes diverses, et en particulier à celle " d'escaliers ".

Pour une chaîne de 3 bascules, refermée en anneau, comme celle qui est représentée à la figure III - 6, le principe du fonctionnement est le suivant :

Au départ, une seule bascule est amenée dans la condition saturée, au moyen d'une impulsion appropriée.

A chaque impulsion appliquée à la ligne d'attaque A, la bascule qui était à saturation, B1 par exemple, se bloque, transmettant à la bascule suivante, B2, par l'intermédiaire du condensateur C1, une impulsion qui amène B2 dans la condition

saturée, tandis que le condensateur C2 prend une nouvelle valeur de charge qui fournira à la bascule B3 une impulsion au moment où la bascule B2 se trouvera bloquée par l'arrivée d'une nouvelle impulsion en A. Ainsi, à chaque impulsion appliquée à la ligne d'attaque, l'état de saturation d'une bascule progresse d'une place dans la chaîne, jusqu'au moment où il revient à son point de départ, un nouveau cycle recommençant alors.

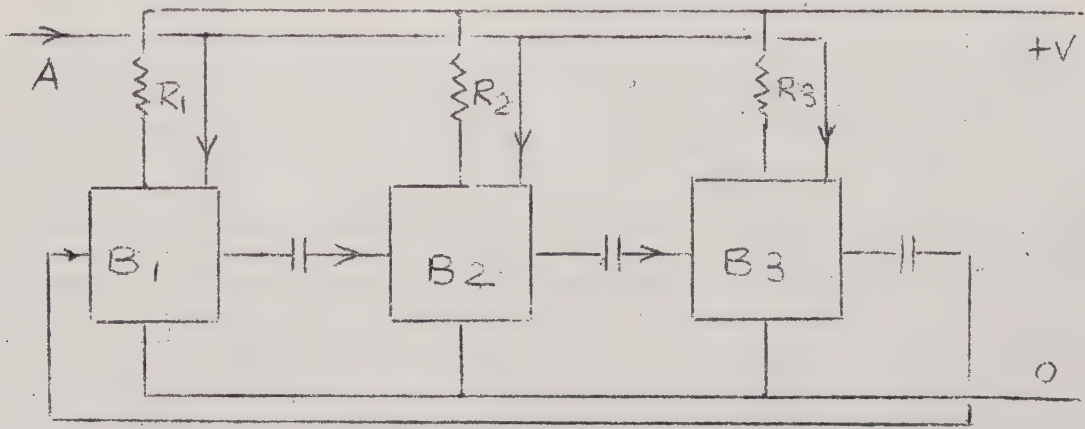


FIGURE III - 6

Lorsqu'une bascule est dans la condition saturée, le courant de saturation qui la traverse fait apparaître aux bornes de la résistance de limitation ($R_1, R_2, R_3 \dots$) une différence de potentiel identique pour toutes les bascules, si ces résistances sont égales. En prélevant sur chaque résistance une fraction de cette tension, que l'on transmet à une ligne générale au moyen de diodes de liaison, on pourra obtenir de la sorte n'importe quelle loi de variation de la tension en fonction du temps, avec une définition qui dépendra du nombre de bascules.

Pour l'obtention d'une tension en forme d'escaliers, il suffit de prélever sur chaque résistance une fraction régulièrement croissante de la tension totale.

Un schéma plus détaillé en est donné sur la figure III-7

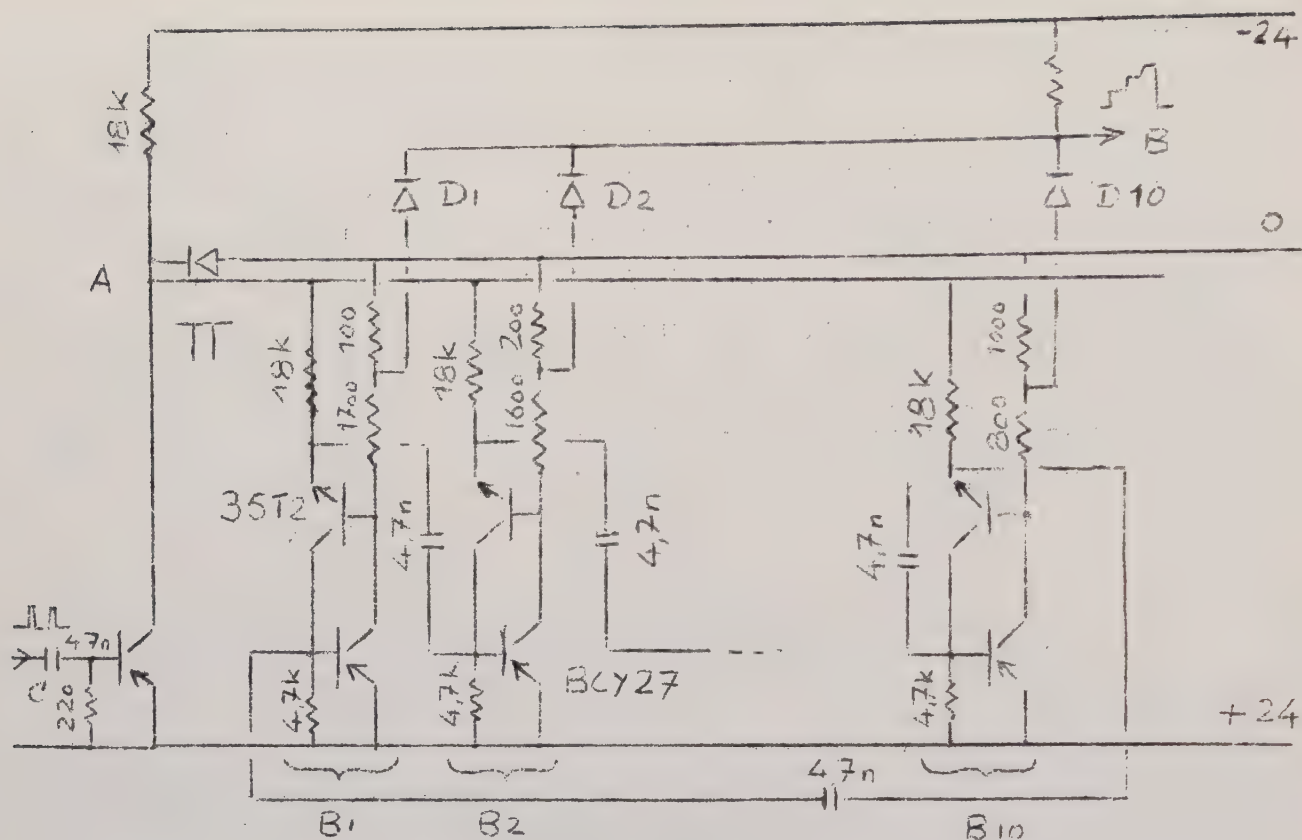


FIGURE III - 7

Les bascules sont constituées par l'association de deux transistors de polarités inverses : un transistor p - n - p type BCY 27, et un transistor n - p - n type 35 T 2.

Dès qu'un faible courant circule dans la résistance de collecteur, du transistor BCY 27, par suite de l'application d'une impulsion négative sur sa base, le collecteur du transistor 35 T 2 fournit à cette dernière un courant additionnel qui augmente encore le courant de collecteur du transistor BCY 27. Par effet cummulatif, le transistor BCY 27 arrive à saturation.

La ligne A, dont le potentiel passe de 0 à + 24 V, pour chaque impulsion de commande (appliquée en C) permet à la bascule qui était à saturation de se bloquer, mais, au

moment où le potentiel de la ligne A revient à 0, la bascule qui suivant celle qui était à saturation reçoit par l'intermédiaire du condensateur de 4,7 nF, qui se trouvait à l'état déchargé, une impulsion négative qui la fait passer à l'état saturé à son tour.

Pour la réalisation pratique, il est nécessaire de choisir des exemplaires de transistor type BCY 27 présentant un gain en courant aussi voisin que possible. Si cette condition n'est pas remplie, il peut arriver que deux, ou même plusieurs bascules puissent être à saturation en même temps, ce qui se traduit par la disparition d'un nombre variable, suivant le cas, d'échelons de basse valeur, étant donné que le potentiel de la ligne B est imposé par la diode dont l'anode est au potentiel le plus élevé.

Au moment où elle est conductrice, chaque diode qui aboutit à la ligne B, présente à ses bornes une chute de tension à peu près constante qui n'intervient donc pas dans la valeur des échelons les uns par rapport aux autres, mais uniquement dans le décalage de l'origine. Ce décalage est compensé dans l'amplificateur qui suit ce circuit.

Il est à noter que, même pour la bascule B1, la diode de sommation a été prise en un point qui devient positif lorsque B1 est à saturation. Sans cette précaution, pour le premier échelon toutes les diodes se trouveraient avoir l'anode au potentiel 0, et interviendraient pour imposer le potentiel de la ligne B. Chacune étant alors traversée par un courant plus faible que le courant normal, la chute de tension à leurs bornes s'en trouverait réduite, et le potentiel de la ligne B prendrait une valeur très légèrement plus positive qu'il ne convient pour obtenir des échelons égaux.

Par le moyen d'une commutation appropriée (voir le schéma complet), il est possible de refermer l'anneau avec 4, 6, 8 ou 10 bascules, pour l'obtention d'un nombre correspondant d'échelons.

Le fonctionnement en famille unique d'échelons est obtenu en ouvrant l'anneau après la première bascule B1 qui correspond à l'échelon " zéro " et en appliquant à la base de la bascule B2 une impulsion identique à celle que lui aurait fournie B1. Cette impulsion qui amène B2 dans la condition saturée permet la progression de l'état de saturation le long de la chaîne, jusqu'au moment où il revient à la bascule B1, qui termine la chaîne, fournissant donc une famille d'échelons.

En pratique, dans ce mode de fonctionnement en famille unique, la bascule B1 ne reste pas à saturation, et le potentiel de la ligne B tend à revenir à une valeur plus négative que celle qui correspond, lors du fonctionnement continu, à l'échelon " zéro " (premier échelon).

Afin de remédier à cet inconvénient, il a été nécessaire de modifier le montage de la bascule B1 (donné à la figure III - 7) de la façon suivante (voir schémas : compteur en anneau) :

Les deux résistances (100Ω + 1700Ω) placées primitivement dans le collecteur du transistor BCY 27 de la bascule B1, sont branchées en permanence entre la ligne de potentiel zéro, et la ligne d'alimentation + 24 volts, la charge de collecteur du transistor BCY 27 étant remplacée par une résistance de 1800Ω , pour assurer les mêmes conditions de fonctionnement à la bascule B1.

Ainsi, en période de non fonctionnement du compteur (arrêt ou attente entre deux balayages uniques), la liaison

entre les bascules B1 et B2 étant interrompue, lorsque l'état de saturation arrive jusqu'à la bascule B1, puis cesse sous l'influence d'une nouvelle impulsion de commande, sans pouvoir se transmettre à la bascule B2 (la liaison étant interrompue), tous les collecteurs des transistors BCY 27 se trouvent au potentiel zéro; les anodes des diodes D2, D3 D 10 sont également au potentiel zéro; seule la diode D1 se trouve avoir son anode à un potentiel positif ($24 \times \frac{1}{18} \approx 1,33 \text{ V}$) et impose à la ligne B un potentiel d'environ + 1,13 volt, correspondant au potentiel du premier échelon : en effet, lors du fonctionnement continu du compteur, au moment où la bascule B1 se trouve à l'état de saturation, les autres bascules B2, B3 B10, sont à l'état bloqué, et seule la diode D1 a son anode positive, fixant le potentiel de la ligne B à + 1,13 V.

Cet artifice nous a donc permis d'obtenir à l'arrêt du compteur, le même signal que si la bascule B1 était restée en condition saturée.

Pour l'obtention d'une famille unique de courbes, il faut que le compteur fournisse une série d'escaliers, puis s'arrête. Nous avons dit précédemment que cela était possible, sous condition d'ouvrir l'anneau après la bascule B1, et de fournir à la base du transistor BCY 27 de la bascule B2, une impulsion identique à celle que lui aurait fournie la bascule B1 dans le cas du fonctionnement continu.

Ce résultat est obtenu en fournissant à la bascule B2 l'impulsion résultant de la désaturation d'une bascule identique à celles de l'anneau, lors de l'arrivée d'une impulsion de commande sur la ligne d'attaque A (voir le schéma complet).

Le signal recueilli sur la ligne B, est appliqué à un étage convertisseur d'impédance (un transistor 36 T 2 fonctionnant avec une charge d'émetteur) qui permet d'alimenter un diviseur à faible résistance, composé par deux potentiomètres de $4,7\text{ k}\Omega$ (P3) et $2,2\text{ k}\Omega$ (P4), et d'une résistance de $1,8\text{ k}\Omega$. Cet ensemble fournit sur le curseur du potentiomètre de $4,7\text{ k}\Omega$, un signal dont l'amplitude est réglable progressivement entre 30 % et 120 % de la valeur du signal nécessaire à l'amplificateur de puissance (voir paragraphe III - 6c) pour délivrer des échelons de la valeur définie par le commutateur S9 (voir aussi le schéma des commutations)

Ce dispositif permet d'effectuer dans de meilleures conditions des comparaisons rapides entre deux échantillons différents d'un même type de transistor, en réglant le signal de commande de chacun des transistors à la valeur exacte qui correspond, par exemple, à un courant de collecteur donné.

b) - Circuit de synchronisation des échelons -

Comme nous l'avons dit au début du paragraphe III - 6, le changement d'échelon de courant de base doit avoir lieu au moment où commence une nouvelle excursion de la tension d'alimentation du collecteur. Il est donc nécessaire de synchroniser les impulsions de commande du compteur en anneau et la tension d'alimentation du collecteur.

Selon que l'on désire explorer chaque courbe une ou deux fois (aller ou retour simple, ou aller et retour), il est nécessaire d'obtenir deux échelons de signal de commande, ou un seul, par demi-période de la tension du réseau à partir de laquelle on obtient le courant d'alimentation de collecteur.

Cela conduit donc à produire des impulsions à une fréquence quadruple de celle du réseau d'alimentation, et dont la phase puisse être réglée par rapport à celle du réseau, afin de pouvoir compenser les déphasages introduits par les transformateurs T2 et T3 de l'alimentation de collecteur (schéma de la figure III - 2).

La production des impulsions est assurée par le montage dont le schéma est donné à la figure III - 8.

A partir d'un enroulement à prise médiane, situé sur le transformateur principal d'alimentation de l'appareil (T1, à la figure III - 2), qui fournit des tensions de 6 volts en opposition de phase, par rapport à la prise médiane de l'enroulement, on alimente deux circuits déphaseurs (potentiomètres de 1 k Ω et 10 k Ω , associés aux deux condensateurs de 1 μ F).

Ces deux circuits permettent d'obtenir des tensions déphasées entre elles de 90°, et de phase réglable par rapport à celle de la tension d'alimentation générale, en procédant par modifications successives des réglages des potentiomètres P5 et P6.

La tension issue d'un circuit déphaseur est appliquée à la base d'un transistor fonctionnant avec une résistance de charge de collecteur d'une valeur égale à celle de la résistance d'émetteur (transistor 35 T 2 - T1). Ce montage, encore appelé à charge divisée, fournit aux bornes des deux résistances des tensions égales en amplitude et de phase opposée. Après élimination de la composante continue, par les condensateurs de 3,3 μ F, on recueille aux points A et B deux tensions alternatives de phase opposée. Les deux diodes OA 85 effectuent le redressement de l'alternance négative, de telle sorte qu'au point C, la tension apparaissant est de la forme :

$$v = - \left| V \sin (\omega t - \varphi) \right|$$

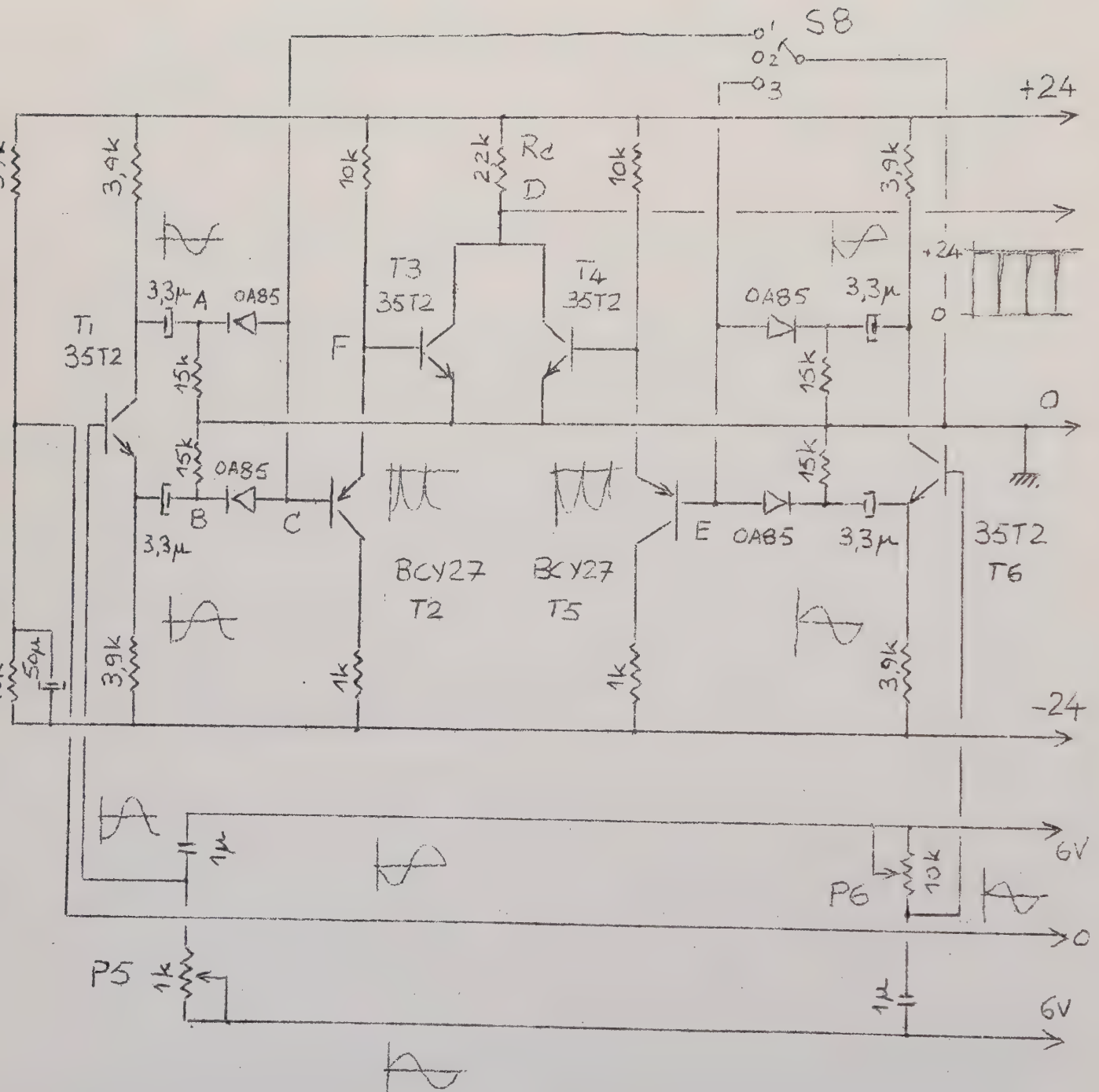


FIGURE III - 8

On peut voir sur le schéma donné à la figure III - 8 les formes d'ondes aux différents points dont nous venons de parler.

Ce signal, dont la forme est déjà très proche d'une série d'impulsions est appliqué au transistor T3, par l'intermédiaire d'un transistor à charge d'émetteur (T2) qui assure à la fois une adaptation d'impédance et un décalage de tension continue d'environ 600 mV entre les points C et F, correspondant à la tension émetteur base. Ce montage permet d'obtenir au point F de brèves excursions de tension positive, qui amènent le transistor T3 en condition saturée produisant ainsi au point D des impulsions négatives d'une amplitude de 24 volts environ.

Les transistors T3 et T4, qui fonctionnent avec une même résistance de charge de collecteur commune, R_c de 2,2 k, sont normalement en condition bloquée et aucune différence de potentiel n'apparaît aux bornes de la résistance de 2,2 k Ω . Pour chaque impulsion positive appliquée à la base du transistor T3 ou T4, le transistor qui reçoit l'impulsion passe en condition conductrice, et le potentiel de son collecteur varie de + 24 volts à la tension de saturation correspondant au courant maximal de 10 mA environ que la résistance de 2,2 k Ω peut laisser circuler entre le point + 24 volts et le point " zéro ".

Cette association de deux transistors à charge commune de collecteur constitue un circuit dit " mélangeur " :

Au point C les impulsions obtenues sont à la cadence de 100 par seconde, en E également, mais avec un déphasage de 180° par rapport à celles qui apparaissent au point C, de telle sorte que l'on recueille à la sortie du montage (point D) des impulsions à la cadence de 200 par seconde, lorsque le commutateur S8 se trouve sur la position 2. En position 1 et 3

du commutateur S8 la cadence des impulsions est réduite de moitié. Par ailleurs, la phase par rapport à la tension de la source d'alimentation du collecteur, varie de 90° entre les positions 1 et 3, ce qui a pour conséquence de produire le changement d'échelon soit lorsque la tension de collecteur est nulle, soit au moment où elle est à sa valeur la plus élevée (figure III - 9). Nous verrons plus loin l'utilité de cette possibilité.

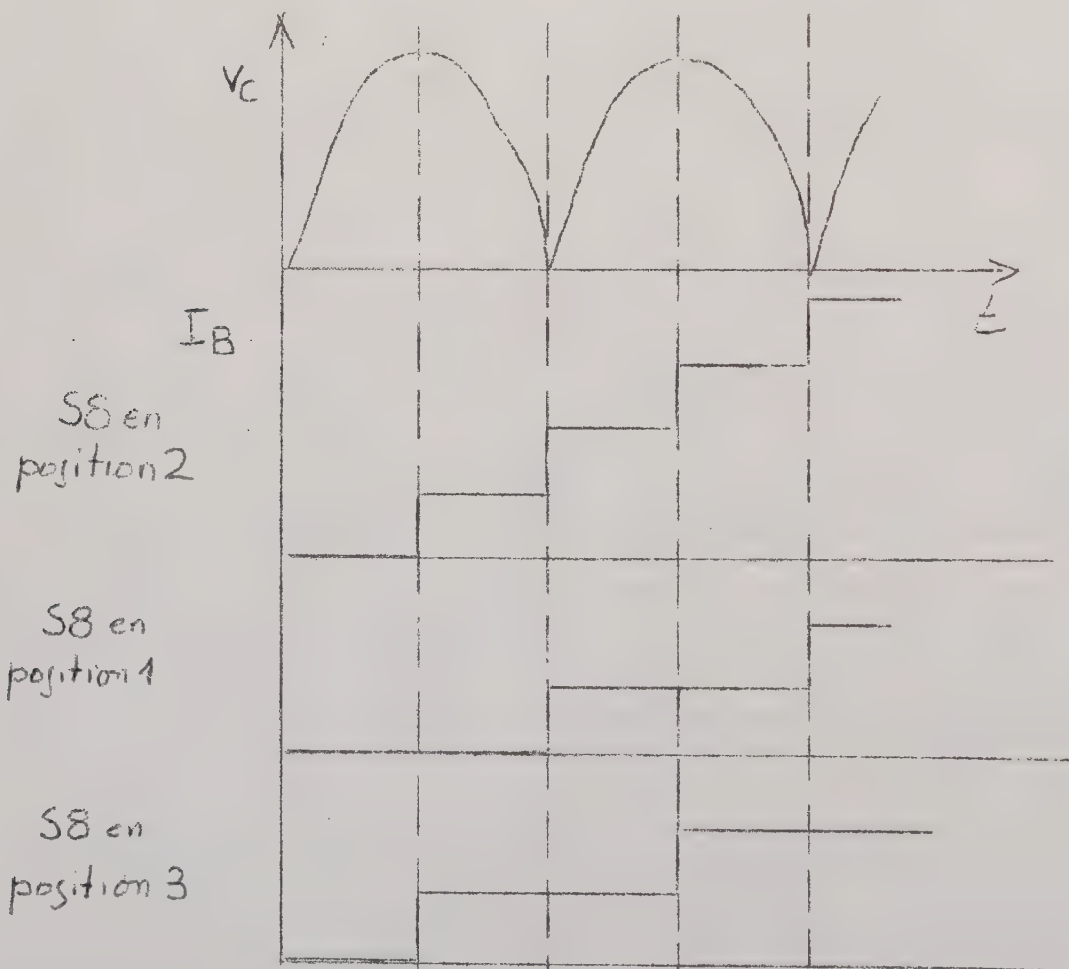


FIGURE III - 9

L'amplitude des impulsions délivrées par ce montage est d'environ 23 volts, ce qui est beaucoup plus qu'il n'est nécessaire pour le déclenchement du compteur en anneau; un premier montage réalisé au cours de cette étude alimenté sous 9 volts, délivrait des impulsions déjà trop importantes, mais pour simplifier les alimentations de l'ensemble de l'appareil, nous avons révisé le montage pour qu'il puisse fonctionner avec les tensions de + et - 24 volts nécessaires par ailleurs.

c) - Amplificateur de puissance -

L'amplificateur de puissance qui est chargé de délivrer à la base du transistor examiné des échelons de courant, ou de tension, doit répondre à plusieurs exigences pour assurer le rôle qui lui a été défini au paragraphe III - 2 a. Il doit :

- Avoir un gain constant à partir de la fréquence zéro, jusqu'à une fréquence de quelques dizaines de kilohertz;
- Fournir à la sortie, pour un échelon de tension appliquée à l'entrée, soit un échelon proportionnel de courant, réglable dans de larges limites, soit un échelon proportionnel de tension;
- Pouvoir, pour un signal d'entrée de polarité constante, délivrer un signal de sortie de polarité positive ou négative, de manière à permettre d'alimenter des transistors en essai de type n - p - n, ou p - n - p ;
- Fonctionner, entre 0,3 μ A et 2A de courant de sortie sans perturbation par des signaux parasites;
- Etre exempt de dérive thermique.

Après avoir défini ces caractéristiques, nous sommes arrivés au montage dont le schéma est donné aux figures III - 10, III - 11 et III - 12, qui après quelques mises au point de valeurs de courant dans les transistors, et réglages des points de fonctionnement, nous a paru répondre de façon satisfaisante aux conditions fixées.

En fait, cet amplificateur est constitué par trois parties distinctes :

- L'étage amplificateur de tension, à l'entrée.
- L'étage convertisseur d'impédance, délivrant la puissance, à la sortie;
- Le circuit de contre-réaction.

L'étage amplificateur d'entrée, qui constitue la seule partie amplificatrice de tension de l'ensemble, est réalisé au moyen de deux transistors n - p - n , type 36 T2 (T21 et T22) montés en amplificateur symétrique différentiel, fonctionnant avec une charge commune d'émetteur. Ce type d'amplificateur présente, du fait de sa symétrie, une faible dérive thermique, et deux entrées distinctes, ayant la même impédance, mais une action opposée, ce qui, nous le verrons plus loin, est d'un grand intérêt pour réaliser simplement l'inversion de polarité du signal délivré par l'amplificateur, alors que le signal d'entrée conserve une polarité constante.

Pour obtenir de cet étage un meilleur fonctionnement en mode différentiel, nous avons remplacé la résistance commune d'émetteur par un transistor à courant constant qui est équivalent, dans les conditions de fonctionnement où il se trouve, à une résistance d'environ 1 à 2 M Ω , alors qu'avec les tensions

d'alimentation de l'amplificateur, nous aurions été conduits à mettre une résistance de $12\text{ k}\Omega$ pour le remplacer.

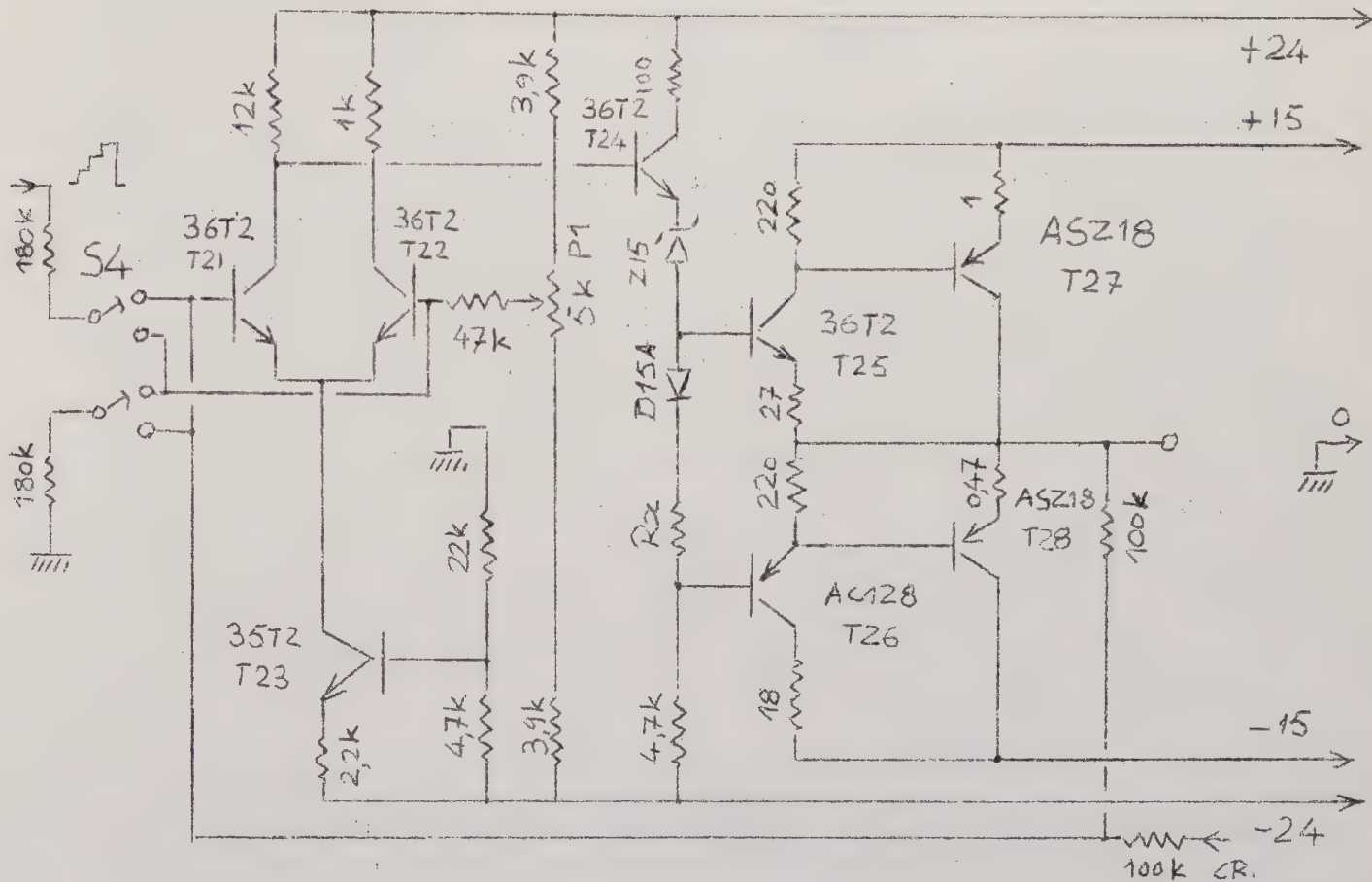


FIGURE III - 10

Le signal d'entrée, amplifié, est recueilli sur le collecteur du transistor 36 T 2 (T21) fonctionnant avec une résistance de charge de $12\text{ k}\Omega$; un transistor 36 T 2 (T24), monté avec une charge d'émetteur constituée par une diode à avalanche Z 15, une diode D I5, une résistance Rx (à ajuster lors du réglage de l'appareil) et une résistance de $4,7\text{ k}\Omega$, sert d'étage adaptateur d'impédance entre les étages d'entrée et de sortie, et introduit un décalage de potentiel (diode

à avalanche Z 15) de 15 volts environ, nécessaire pour que la tension de sortie soit nulle, lorsque la tension d'entrée est nulle également.

La diode D 15 et la résistance Rx servent à déterminer la valeur du courant de repos dans l'étage de sortie. Sans courant de repos, cet étage travaillant en classe B, il se produirait au voisinage du zéro, des distorsions et défauts de linéarité (transitoires de commutation). La diode D 15 utilisée pour produire le décalage de potentiel nécessaire à l'établissement du courant de repos, assure également une compensation thermique partielle pour maintenir la valeur de ce courant aux diverses températures de fonctionnement.

L'étage de puissance de sortie de l'amplificateur est constitué par quatre transistors (T25 - 26 - 27 - 28) formant un montage convertisseur d'impédance, dont le gain en tension est très légèrement inférieur à l'unité, et le gain en courant compris entre 500 et 2000, selon les exemplaires de transistors utilisés.

Ce montage qui a été étudié par différents expérimentateurs (a) et a fait l'objet de plusieurs publications, est maintenant d'utilisation fréquente; nous n'en décrivons donc pas le fonctionnement détaillé.

A une tension donnée, appliquée à l'entrée de l'amplificateur, doit correspondre un courant proportionnel à la sortie; le circuit de contre-réaction doit donc être du type dit d'intensité.

L'examen des schémas représentés sur les figures III - 1 et III - 11, montre que le signal proportionnel au courant de sortie de l'amplificateur apparaît aux bornes de

(a) M.C.LIN Quasi-complementary transistor amplifier
Electronics Septembre 1956 pI73-5

la résistance R_i , dont aucune extrémité n'est réunie à la ligne de potentiel zéro de l'appareil.

Pour utiliser ce signal de contre réaction, il est nécessaire d'en obtenir la transposition pour qu'il soit défini par rapport à la même origine que celle du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur: soit la ligne de potentiel zéro générale. Il est donc nécessaire d'utiliser à cet effet un montage différentiel dans le circuit de contre réaction.

Le schéma de principe du montage est donné à la figure III - 11, et un schéma plus détaillé se trouve à la fin du chapitre : Amplificateur de puissance d'alimentation de base.

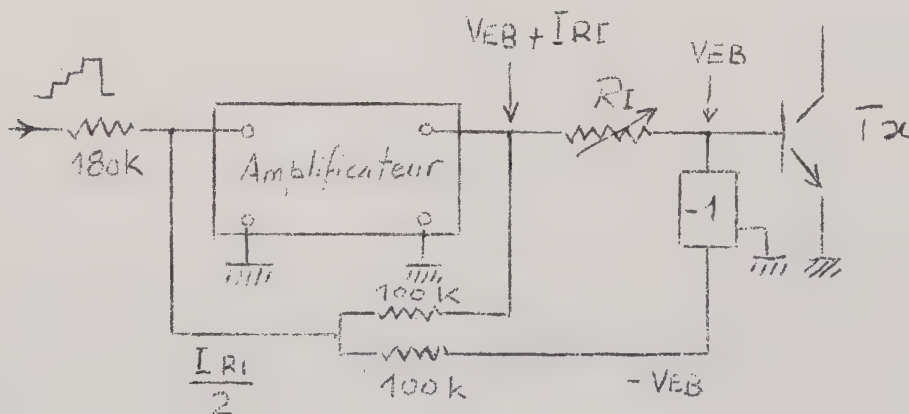


FIGURE III - 11

Du signal apparaissant à une extrémité de la résistance de détermination de la valeur du courant, R_i , est soustrait le signal apparaissant à l'autre extrémité par le moyen d'un étage amplificateur de gain - 1 (inverseur de phase) et du réseau de sommation formé par les deux résistances de 100 k Ω . Le signal résultant est évidemment la moitié de celui qui apparaît aux bornes de la résistance R_i , mais étant donné la valeur du gain de l'amplificateur de puissance, ceci est

sans importance, et conduit simplement à donner une valeur plus élevée à la résistance de sommation avec le signal d'entrée (180 k), cela constitue par contre un avantage vis à vis de la résistance interne de la source d'échelons (voir schéma " compteur en anneau " potentiomètre P3).

En modifiant la valeur de la résistance R_i , pour une tension maintenue constante à ses bornes, par l'amplificateur de puissance soumis à la contre réaction d'intensité dont nous venons d'étudier le fonctionnement, le courant fourni par l'amplificateur à la base du transistor Tx, varie proportionnellement à la valeur de R_i , et cela dans de très larges limites. Au moyen du commutateur S9 (voir schéma des commutations), pour un échelon de tension appliqué à l'entrée de l'amplificateur, on peut faire varier le courant de sortie de l'amplificateur depuis 1 μ A jusqu'à 200 mA (2A pour le 10^e échelon).

L'amplificateur de gain -1, doit répondre aux exigences suivantes :

- Avoir une impédance d'entrée supérieure à 10 M Ω , afin d'être au moins dix à cent fois plus grande que l'impédance émetteur-base du transistor Tx, observé dans les conditions où cette impédance est maximale (faibles courants de base);
- Posséder une réponse en fréquence s'étendant depuis la fréquence zéro, jusqu'à quelques dizaines de kilohertz, à gain constant;
- Pour un signal nul à l'entrée, fournir un signal nul à la sortie, par rapport à la ligne de potentiel zéro de l'appareil.

Le fonctionnement de cet amplificateur, dont le schéma est donné à la figure III - 12, est le suivant :

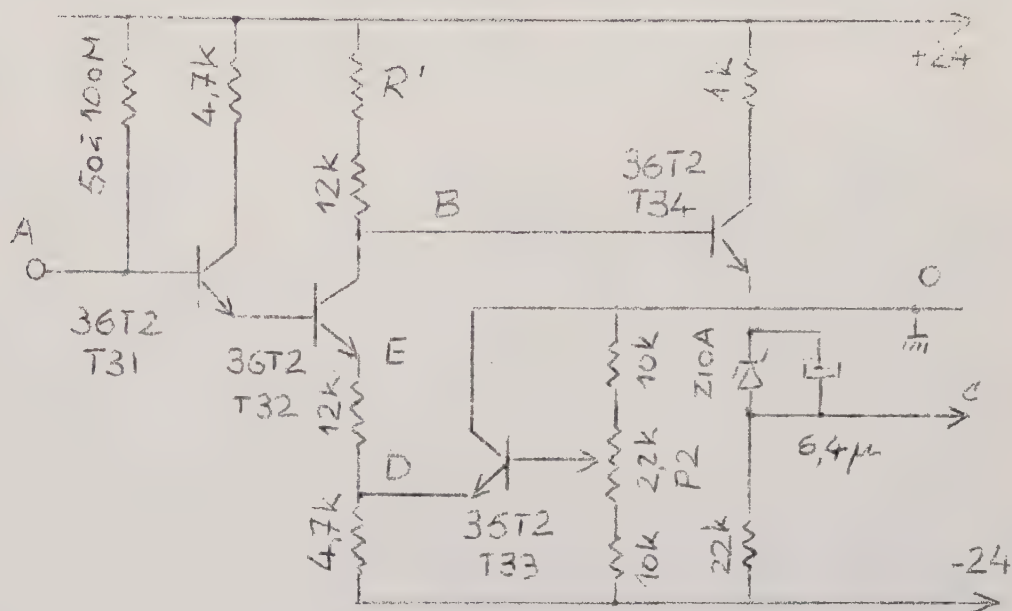


FIGURE III - 12

L'entrée de l'amplificateur s'effectue sur la base d'un transistor n - p - n , au silicium type 36 T 2 (T31) présentant un gain élevé aux très faibles courants d'émetteur ($\beta \geq 100$ pour I_E ou $I_C = 200 \mu A$)

L'émetteur de ce transistor est chargé par la base d'un deuxième transistor (T32), identique au précédent, qui fonctionne avec des résistances de collecteur et d'émetteur à peu près égales : 12 k Ω . La variation de la tension de collecteur étant inverse de celle de l'émetteur, on retrouve en B un signal équivalent à celui qui est appliqué en A, mais de phase opposée.

Entre les points A et E, le gain en tension est inférieur à l'unité (environ 0,98) et le gain en courant est

compris entre 1000 et 5000 selon les exemplaires de transistors (T31 et T32), ce qui donne en A une valeur de résistance différentielle d'entrée comprise entre 10 M Ω et 40 M Ω environ.

Le potentiel moyen en B se situe à + 12 volts, et la résistance interne de source en ce point est de 12 k Ω . Pour utiliser le signal qui y apparaît, il est nécessaire d'une part d'amener à zéro la valeur du potentiel moyen, et d'autre part, de réduire la résistance de source à une valeur au plus égale à 1% de la valeur de la résistance du circuit d'utilisation (100 k Ω). C'est la raison pour laquelle nous avons fait suivre l'étage inverseur de phase par un transistor à charge d'émetteur (36 T 2 - T34) constituée par une diode à avalanche Z 10 (qui introduit un décalage de - 10 volts du potentiel continu moyen) et d'une résistance de 22 k Ω ramenée à la ligne d'alimentation - 24 volts.

La résistance de 1 k Ω placée dans le collecteur de ce transistor (T34) est destinée à limiter le courant de collecteur, et la puissance dissipée par le transistor, au cas où il se produirait un court-circuit à la sortie (point C) lors du contrôle de l'appareil par exemple. Le condensateur de 6,4 μ F qui est placé en parallèle avec la diode à avalanche (Z 10 A) est destiné à maintenir une faible valeur de résistance différentielle entre les bornes de la diode, pour les fréquences élevées.

Le réglage de cet ensemble s'effectue de la manière suivante : l'entrée A est réunie à la ligne de potentiel zéro, et l'on agit sur le potentiomètre de 2,2 k Ω (PZ) qui sert, par l'intermédiaire du transistor 35 T 2 (T33) à charge d'émetteur de 4,7 k Ω , à fixer le potentiel du point D, et en conséquence la valeur du courant qui traverse les résistances de 12 k Ω , c'est à dire en fin de compte, les potentiels des

points B et C. On règle le potentiel en C à une valeur aussi voisine que possible de zéro. Puis le point A étant laissé "en l'air" on ajuste la valeur de la résistance de base (50 à 100 $M\Omega$) du premier transistor 36 T 2 (T31) pour que le point C soit de nouveau à un potentiel voisin de zéro.

Ensuite, on procède au réglage du gain, on l'amène à la valeur exacte de -1 , en agissant sur la valeur de la résistance R' , qui augmente légèrement la valeur de la résistance de collecteur du transistor T32, pour tenir compte de l'atténuation subie par le signal entre les points A et E (rapport 0,98 environ).

Nous avons vu de quelle façon on obtenait des échelons de courant (schéma de la figure III - 11) à la sortie de l'amplificateur, nous allons examiner maintenant de quelle façon simple on peut obtenir des échelons de tension (voir figure III - 13).

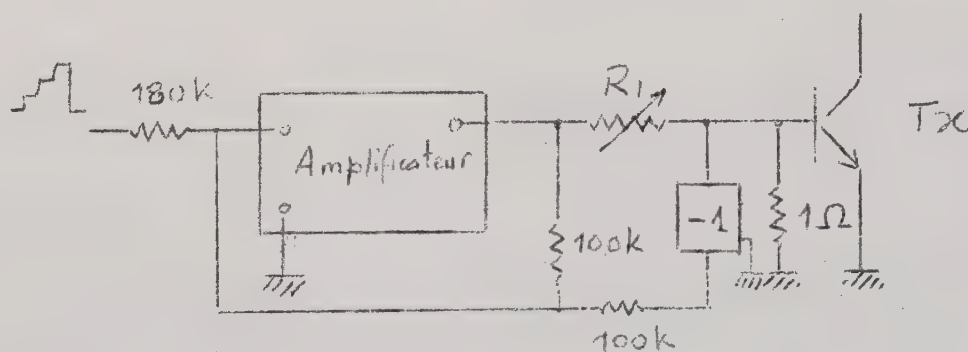


FIGURE III - 13

Dans ce montage le seul changement provient du branchement d'une résistance fixe de 1Ω entre le point d'alimentation du transistor en essai et la ligne de potentiel zéro.

En l'absence de transistor en essai, l'amplificateur est donc chargé uniquement par la résistance R_i et la résistance de 1Ω en série. Aux bornes de la résistance de 1Ω , il apparaît donc pour chaque échelon, une différence de potentiel dont la valeur est déterminée par la valeur de l'échelon de courant défini par R_i .

On dispose ainsi d'une source de tension dont la résistance interne est de 1Ω (l'amplificateur qui l'alimente ayant une résistance interne très grande du fait de la contre-réaction d'intensité).

Sous réserve que la résistance d'entrée (différentielle et statique) du transistor examiné soit supérieure ou égale à 100Ω dans les conditions d'essais, la valeur des échelons de tension ainsi définis est d'une précision de l'ordre de $\pm 2\%$, ce qui est plus que suffisant pour l'observation des caractéristiques d'éléments dont les dispersions dépassent fréquemment 400% dans un même type.

Nous avons mentionné dans les caractéristiques que devait avoir l'amplificateur de puissance, la possibilité de délivrer des échelons de polarité soit positive, soit négative, alors que le signal qu'il reçoit est toujours de polarité positive. Dans la description que nous avons faite au début de ce paragraphe, nous avons signalé que l'étage d'entrée avait deux points d'entrée, dont les actions étaient opposées : pour obtenir l'inversion de la polarité du signal de sortie, nous avons simplement mis en place un commutateur, S_4 , (voir figure III - 10) qui permet d'appliquer, selon la polarité désirée des échelons de sortie, le signal d'entrée à l'un ou l'autre de ces points (bases des transistors T_{21} et T_{22}).

Notons la présence du potentiomètre (P_1) de $5 k\Omega$ qui est destiné au réglage du zéro de l'amplificateur et agit

donc sur " l'origine " du premier échelon, qui ordinairement est fixée à zéro.

d) - Résultats et caractéristiques obtenues -

L'ensemble des montages élémentaires de la source d'alimentation de base que nous venons de décrire, délivre à sa sortie des échelons de courant ou de tension, de valeurs comprises entre 1 μA et 200 mA, et entre 10 mV et 200 mV, en suivant la progression 1,2, 5, 10, au moyen du commutateur (S9) mettant en circuit différentes valeurs de résistance R_I ; par ailleurs, le potentiomètre (P3) de réglage progressif de l'amplitude des échelons délivrés par le compteur en anneau, permet de la faire varier entre 30 et 120% de la valeur nominale, pour chacune des positions du commutateur de gamme (S9). Le nombre des échelons peut être au choix de 4, 6, 8 ou 10, à la cadence de 100 ou 200 échelons par seconde.

Il est donc possible d'obtenir ainsi n'importe quelle valeur de tension ou de courant de base dans les limites comprises entre 0,3 μA et 2 A, et 3 mV à 2 V. Les valeurs supérieures à 2 A et 2 V, ne peuvent en aucun cas être dépassées sans risque d'obtenir une valeur inexacte du fait des limites de l'étage de puissance de l'amplificateur.

La durée et l'amplitude relatives des échelons présentent dans tous les cas moins de 3% d'écart par rapport aux valeurs nominales.

Le temps de transition d'un échelon au suivant est inférieur à 10 μS , et le temps de retour du dernier échelon au premier est de 20 μS environ.

Le synchronisme des échelons avec les excursions de

tension de la source d'alimentation de collecteur du transistor en essais reste, pour l'observation visuelle sur l'écran du tube cathodique, satisfaisant dans tous les cas d'utilisation de l'appareil (voir les photographies des diverses courbes caractéristiques obtenues avec l'un des exemplaires de l'appareil construit selon les schémas inclus dans ces pages).

7 - CIRCUITS DE MESURE

Les circuits d'alimentation de collecteur et de base qui ont été décrits précédemment constituent la partie essentielle du transistorscope dynamique. Tel quel l'appareil est déjà utilisable : il suffit, en effet, de le relier aux deux entrées, verticale et horizontale, d'un oscilloscope comportant des amplificateurs à liaisons directes ayant une sensibilité de 100 mV/division du réticule, pour pouvoir effectuer déjà de nombreuses mesures et observations diverses.

Toutefois, après avoir envisagé de réaliser cet appareil, sous la forme d'un complément pour oscilloscope, nous avons décidé d'y adjoindre le tube cathodique de mesure et ses amplificateurs de déflexion, horizontal et vertical. De la sorte, il nous était possible d'améliorer les caractéristiques générales de l'appareil en le dotant d'amplificateurs d'une sensibilité dix fois plus élevée (10 mV/division du réticule), qui permettent d'effectuer des mesures sur des tensions faibles : tensions de coude, de saturation, et tension émetteur-base. Par ailleurs, cette adjonction, qui n'augmente pas le coût de l'appareil de façon prohibitive (moins de 30%), présente l'avantage d'en faire un appareil autonome, et n'oblige pas certains laboratoires démunis d'oscilloscopes pour signaux continus, à faire l'acquisition d'un appareil supplémentaire plus onéreux encore que le transistorscope ou qu'un oscilloscope pour courants alternatifs.

Cette partie de l'appareil qui fait appel à des solutions qui ne sont pas nouvelles ou originales dans leur principe, mais seulement dans leur mise en oeuvre, sera décrite plus sommairement que les précédentes. Nous examinerons successivement :

- a) - Le circuit d'alimentation du tube cathodique;
- b) - Les amplificateurs de déflection, horizontal et vertical;
- c) - les circuits des commutations;
- d) - Le circuit d'étalonnage des amplificateurs.

a) - Circuit d'alimentation du tube cathodique

La nature des courbes caractéristiques d'un transistor, et la cadence de leur établissement par les circuits du transistorscope, ne nécessitent pas une vitesse d'écriture élevée pour leur tracé sur l'écran d'un tube cathodique. Nous avons pu utiliser un tube cathodique normal, qui ne requiert pas pour son fonctionnement des tensions d'alimentation élevées; par ailleurs, son prix est bien moindre.

Parmi les divers modèles de tubes cathodiques offerts par les constructeurs, nous avons choisi le type DG 13/34 (Radio-technique) qui présente l'avantage de posséder un écran plan de grande dimension (13 cm. de diamètre) et deux paires de plaques de déflection dites " à tolérances serrées " qui en font un composant convenant tout particulièrement pour l'équipement des appareils de précision où l'on désire effectuer des mesures avec un taux d'erreur réduit.

Comme pour tous les tubes cathodiques, la sensibilité des plaques de déflection est d'autant plus grande que la valeur

de la tension d'anode et de l'électrode de post accélération sont plus faibles. Par contre, la luminosité et la finesse du spot augmentent avec la tension d'alimentation de ces électrodes.

Nous avons choisi le point de fonctionnement avec les tensions les plus faibles indiquées par le constructeur, qui fournissent une sensibilité élevée des plaques de déflection ($0,75 \text{ mm/V}$ et $0,57 \text{ mm/V}$ respectivement pour les plaques de déflection verticale et horizontale) tout en conservant une luminosité suffisante du spot. Dans ces conditions, la tension d'anode doit être de $+ 1500 \text{ V}$, et celle de l'électrode de post-accélération de $+ 3000 \text{ V}$ par rapport à la cathode.

Les sorties des amplificateurs qui alimentent les plaques de déflection doivent être reliées directement à ces dernières pour assurer la transmission correcte du signal à examiner (fréquence zéro). Le potentiel moyen des plaques de déflection, par rapport à la ligne générale de potentiel zéro, est donc fixé à la valeur de la tension moyenne de sortie des amplificateurs, soit environ $+ 80 \text{ volts}$. Par ailleurs, pour conserver un fonctionnement correct du tube cathodique, les plaques de déflection doivent être maintenues à un potentiel très voisin de celui de l'anode, soit $+ 1500 \text{ volts}$ par rapport à la cathode. Il s'en suit que la source d'alimentation du tube cathodique doit posséder une prise intermédiaire de tension, et fournir $+ 1580 \text{ volts}$ d'une part, et $- 1420 \text{ volts}$ d'autre part, à partir de la ligne de potentiel zéro de l'appareil.

En fait, comme il est nécessaire de pouvoir polariser négativement, par rapport à la cathode, la grille n° 1 (Wehnelt) du tube cathodique, nous avons obtenu la tension requise (environ une centaine de volts) en augmentant la

valeur de la tension négative à - 1520 volts. Comme nous le verrons plus loin, il est intéressant que ces tensions, positive et négative, soient de grandeur voisine, pour pouvoir obtenir les tensions plus simplement.

Pour des tubes cathodiques sans post-accélération progressive comme le tube DG 13/34 que nous utilisons, la déviation du spot par rapport à sa position de repos est donnée par la relation suivante :

$$D = \frac{L}{2} \frac{l}{d} \frac{V_d}{V_a} \times \frac{1}{V_a}$$

avec :

L distance du centre des plaques défectrices à l'écran;

l longueur utile des plaques défectrices;

d distance des plaques défectrices entre elles;

V_d différence de potentiel entre les plaques défectrices;

V_a potentiel d'accélération.

Cette relation montre que la sensibilité du tube est inversement proportionnelle à la tension de l'électrode de post-accélération et de l'anode.

Par ailleurs, l'optique électronique indique que la focalisation du spot varie avec un changement de potentiel des électrodes qui constituent la lentille focalisatrice; enfin, les lois qui régissent le fonctionnement des tubes électroniques mettent en évidence qu'une variation de potentiel grille-cathode modifie la valeur du flux d'électrons qui atteignent

l'anode, ce qui, dans le cas d'un tube cathodique, modifie la luminosité du spot.

Tous ces changements, dus à des variations des tensions d'alimentation du tube cathodique, nuisent à la qualité de l'image obtenue sur l'écran du tube, et rendent délicates, voire même impossibles des mesures précises. Il est donc nécessaire de stabiliser les tensions d'alimentations du tube cathodique, vis à vis des variations de la tension d'alimentation du réseau auquel est relié l'appareil.

La stabilisation directe, par tube série, des tensions continues de valeur élevée est rendue très difficile par suite des exigences auxquelles doit satisfaire le tube série. D'autre part, dans le cas où il faut obtenir dans une alimentation stabilisée de tension élevée, un point à potentiel intermédiaire, avec des consommations différentes pour les deux tensions ainsi produites, on est pratiquement conduit à la réalisation de deux alimentations indépendantes si l'on désire obtenir une bonne stabilité.

Nous avons adopté une solution différente (7), qui permet d'obtenir sans grandes difficultés autant de tensions continues stabilisées indépendantes que l'on désire, avec un facteur de stabilisation satisfaisant pour beaucoup d'applications. (6) :

Le primaire d'un transformateur est alimenté par une tension alternative dont l'amplitude est ajustée par un amplificateur de commande qui compare une fraction déterminée de la tension redressée, et filtrée, d'un des enroulements secondaires du transformateur à une tension prise comme référence.

Dans le cas des alimentations que nous avons à réaliser : - 1520 volts, et + 1580 volts, nous avons utilisé un transformateur à un seul secondaire, associé à un système de

diodes type D 8 HZ (Silec) pour obtenir une tension redressée positive, et une tension redressée négative par rapport à l'une des extrémités de l'enroulement secondaire.

La valeur des tensions ainsi obtenues est sensiblement la même pour les deux polarités; nous l'avons fixée à 1550 volts. Cet écart, minime, avec les valeurs de tension d'alimentation indiquées par le constructeur est sans incidence notable sur la qualité des images fournies par le tube cathodique.

Pour réduire l'encombrement du transformateur et le nombre de spires des enroulements, la fréquence de travail a été choisie à une valeur beaucoup plus élevée que celle du réseau : 6 kHz environ. La tension alternative, nécessaire à cette fréquence, pour l'alimentation du transformateur est produite directement au primaire par un montage multivibrateur constitué par deux transistors type ASZ 18 (T41 et T42) dont les oscillations sont amorcées et entretenues par deux enroulements auxiliaires d'excitation bobinés avec le primaire du transformateur (voir le schéma en fin du chapitre, avec les schémas détaillés de l'appareil).

L'amplitude des oscillations du multivibrateur est ajustée par un autre transistor ASZ 18 (T43) qui agit sur la valeur de la tension d'alimentation continue du multivibrateur. Ce transistor est lui-même commandé par un transistor type 36 T 2 (T44) dont le courant de collecteur est fonction de la différence de potentiel apparaissant entre la tension stabilisée de - 24 volts prise comme référence, (tension appliquée à l'émetteur du transistor 36 T 2 - T44), et la tension apparaissant en un point convenablement choisi de la chaîne de résistances formant diviseur de tension entre le point - 1550 volts et la ligne de potentiel zéro, pour l'alimentation des grilles 1 et 3 du tube cathodique (tension

appliquée à la base du transistor 36 T 2 - T44).

La diode à avalanche Z 100, placée en parallèle sur une partie de la chaîne de résistances qui sert à l'alimentation des grilles 1 et 3, et de la cathode du tube DG 13/34, a pour rôle de maintenir une tension constante aux bornes de l'ensemble constitué par le potentiomètre de $2\text{ M}\Omega$ (P14) et la résistance de $220\text{ k}\Omega$ placés en série : en effet, le courant de cathode varie de 0 à 1 mA, selon le réglage de la luminosité, ce qui aurait entraîné en l'absence de la diode D49, dont la résistance dynamique est faible, une variation importante de tension entre les deux points où elle se trouve reliée.

Ainsi réalisée, l'alimentation du tube cathodique a une stabilité meilleure que $\pm 1\%$ pour des variations de $\pm 15\%$ de la tension d'alimentation du secteur, et une résistance interne de l'ordre de $10\text{ k}\Omega$, ce qui assure dans tous les cas une stabilité de $\pm 2\%$ et n'entraîne pas de variation appréciable de la sensibilité des plaques de déflexion, ni de variation de finesse du spot sur l'écran du tube cathodique.

b) - Amplificateurs de déflexion.

Pour s'adapter parfaitement aux autres parties du montage, les amplificateurs de déflexion doivent avoir les caractéristiques suivantes :

- grande impédance d'entrée : supérieure à $10\text{ M}\Omega$
- entrée symétrique, pour un fonctionnement en mode différentiel.
- tension de sortie : 200 volts crête à crête
- gain en tension réglable entre 40 et 2000
- gamme de fréquences transmises sans atténuation : 0 à 20 kHz.

Les conditions de forte impédance d'entrée, et de gain variable entre 40 et 2000 (ce qui correspond à des tensions comprises entre 100 mV et 5 volts à l'entrée de l'amplificateur) excluent la possibilité d'utiliser des transistors pour l'étage d'entrée de ces amplificateurs, si l'on veut conserver un prix de revient raisonnable et une certaine simplicité du montage. C'est la raison pour laquelle nous avons utilisé à cet endroit un tube 1 Z AU 7, alors que les autres parties de l'appareil n'utilisent que des transistors.

Pour les sensibilités des deux paires de plaques de déflexion du tube cathodique, le constructeur indique deux valeurs qui sont entre elles dans un rapport constant d'un exemplaire de tube à un autre. Ce rapport est de 1,33. Les deux amplificateurs de déflexion, vertical et horizontal, ne diffèrent entre eux que par le fait que leur gain est dans ce rapport de 1,33. La description d'un amplificateur est donc également valable pour l'autre, à la différence près du moyen utilisé pour obtenir un gain moindre pour l'un des deux amplificateurs. Nous verrons plus loin quelle solution simple a été utilisée pour y parvenir.

Nous ne reviendrons pas ici sur les raisons (exposées au paragraphe III - 3) qui nous ont conduit à réaliser des amplificateurs de déflexion du type différentiel. On se reportera, pour la description qui va suivre, aux schémas détaillés de l'appareil à la fin du chapitre " Amplificateur horizontal ".

L'étage d'entrée est réalisé au moyen d'une double triode, type 12 AU 7, dont les cathodes attaquent les bases de deux transistors 36 T.2 (T51 - T52) montés en amplificateur avec une résistance de charge dans les circuits de collecteur

et une charge commune d'émetteur. Ces deux transistors, T51 - T52, fonctionnent sensiblement comme ceux de l'étage d'entrée de l'amplificateur de puissance de la source d'alimentation de base - paragraphe III - 6c). La charge commune d'émetteur est constituée par un transistor type 35 T 2, T53, utilisé en générateur de courant constant. La résistance interne de cette source est supérieure à $1\text{ M}\Omega$, ce qui est très important pour le fonctionnement en amplificateur différentiel, qui exige que la somme des courants de collecteur des transistors 36 T 2, T51 - T52, reste constante pour les excursions de la tension de base en mode commun, c'est à dire lorsque le potentiel moyen des deux grilles d'entrée du tube 12 AU 7 varie (8).

Les résistances de $8,2\text{ k}\Omega$, placées en série avec les émetteurs des transistors T51 - T52, déterminent, pour chaque transistor, un taux de contre-réaction, dont la valeur peut être modifiée au moyen d'une résistance de couplage, placée directement entre les deux émetteurs (points C4 et C5). On peut ainsi faire varier le gain de l'amplificateur de 40 à 2000, comme nous le voulions.

Les transistors T51 - T52, fonctionnent avec un courant de collecteur d'une valeur de 1 mA . Dans ces conditions, des transistors type 36 T 2 ont un gain en courant compris entre 100 et 200, ce qui correspond à un courant de base d'une valeur de $5\text{ à }10\text{ }\mu\text{A}$, qui doit être fourni par la tube 12 AU 7. Bien que la valeur de la tension anode-cathode des triodes du tube 12 AU 7 ne soit que de 22 volts environ, une telle valeur de courant, $5\text{ à }10\text{ }\mu\text{A}$, serait trop faible pour un fonctionnement satisfaisant sur une longue période (9). Il est nécessaire d'augmenter la valeur de ce courant, jusqu'à atteindre une centaine de micro-ampères. Pour cela, nous avons placé deux résistances de $100\text{ k}\Omega$, ramenées au point commun des résistances d'émetteur des transistors T51 - T52, dont le potentiel est fixé

à une valeur plus basse que celle du potentiel moyen des cathodes du tube 12 AU 7. Cette différence de potentiel est d'environ 9 volts, ce qui détermine dans les résistances de 100 k Ω le passage d'un courant de 90 μ A.

Les charges de collecteur (transistors T51 - T52) sont obtenues par l'association de deux résistances de 8,2 k Ω et d'un potentiomètre de 4,7 k Ω (P7) dont le curseur est réuni à la source d'alimentation $\approx$ 24 volts. Ce dispositif, qui conserve un gain constant entre les deux grilles d'entrée du tube 12 AU 7 et les deux collecteurs des transistors T51 - T52, permet, selon la position du curseur du potentiomètre P7, de faire varier les résistances de charge de collecteur de 8,2 k Ω à 12,9 k Ω , alors que la somme des résistances de charge des deux collecteurs reste de valeur constante : 21,1 k Ω . Dans ces conditions, le gain global est déterminé et constant, mais on peut faire apparaître entre les collecteurs des deux transistors T51 - T52, une différence de potentiel continu moyen, dont la valeur est proportionnelle au sens et à la valeur de la différence de grandeur des résistances de charge des collecteurs, selon la position du curseur du potentiomètre P7. Cette différence de potentiel, transmise et amplifiée par l'étage amplificateur de sortie aux plaques de déflexion du tube cathodique, permet de modifier la position de repos du spot : le potentiomètre P7 constitue le réglage de position des courbes sur l'écran, ou " cadrage horizontal ".

L'étage amplificateur de sortie qui doit fournir un signal dont la tension crête à crête peut atteindre 200 volts, a été réalisé au moyen de deux transistors n - p - n au silicium, type BF 109, dont la tension d'avalanche BV_{CE0} est supérieure à 135 volts, d'après les caractéristiques fournies par le constructeur. En pratique, sur une centaine d'exemplaires de ce transistor, provenant de différents lots de

fabrication, nous avons constaté nous-même que 90% des exemplaires ont une tension d'avalanche supérieure à 200 volts.

Dans les conditions où ces transistors (T54 - T55) sont utilisés dans le montage, la tension nécessaire au fonctionnement de l'amplificateur (pour délivrer un signal de 200 volts crête à crête) est de 170 volts pour la tension d'alimentation de l'étage amplificateur de sortie. La valeur des courants de collecteur a été fixée à 2,5 mA (au repos) ce qui a conduit à des résistances de charge de collecteur d'une valeur de 33 k Ω . Dans ces conditions, le potentiel moyen de sortie de l'amplificateur (points G et H), en l'absence de déséquilibre, est de 87 volts; pour un signal de sortie maximal, il passe de 37 à 137 volts, pour chaque transistor, et la tension collecteur-émetteur varie de 25 à 125 volts, ce qui reste donc dans tous les cas en dessous de la tension d'avalanche BV_{CE0} , de 135 volts.

En cas de surcharge de l'amplificateur par un signal trop important appliqué à l'entrée, les résistances de collecteurs (33 k Ω) limitent le courant maximal à une valeur de 5 mA, et la puissance dissipée par les transistors à 250 mW pour chacun, ce qui rend impossible la destruction de l'un ou l'autre des transistors, au cas où la tension d'avalanche serait atteinte.

Cet étage fonctionne avec une charge d'émetteur commune : résistances de 15 k Ω , résistance de 1,5 k Ω , et potentiomètre de 2,2 k Ω (P8). Comme les potentiels moyens d'émetteur ne peuvent différer appréciablement l'un de l'autre, ce montage assure un taux élevé de contre réaction en mode commun, et par suite, une grande stabilité du potentiel moyen de sortie. L'ensemble de la résistance de 1,5 k Ω et du potentiomètre de 2,2 k Ω (P 11) (qui permet de faire varier la valeur de la

résistance de couplage entre émetteurs dont la valeur détermine le taux de contre réaction pour un signal appliqué entre les deux bases des transistors T54 - T55) sert à régler à la valeur désirée le gain propre de l'étage de sortie.

Le potentiomètre de $10\text{ k}\Omega$ (P6), placé dans le circuit des anodes des triodes du tube 12 AU 7, sert à effectuer l'équilibrage des potentiels continus de l'amplificateur. On le règle pour n'obtenir aucune variation du signal de sortie, lorsque, les deux grilles d'entrée de l'amplificateur étant au même potentiel, on fait varier le gain de l'amplificateur de sa valeur la plus faible à sa valeur la plus élevée.

L'amplificateur délivre à sa sortie un signal 400 fois plus faible pour un signal appliqué aux deux grilles d'entrée (mode commun) que pour un signal utile de même amplitude, appliqué entre les deux grilles d'entrée, (mode différentiel).

La gamme des fréquences transmises s'étend depuis la fréquence zéro, jusqu'à 75 kHz (- 3 d B). Du fait de la symétrie complète, à tous les étages, et des faibles puissances dissipées par chaque transistor, la dérive thermique due au fonctionnement de l'appareil ou aux variations de la température ambiante, est pratiquement négligeable.

Comme nous l'avons vu au début de ce paragraphe, les amplificateurs de déflexion doivent avoir les gains différents dans le rapport de 1 à 1,33, pour compenser les différences de sensibilité des deux paires de plaques de déflexion du tube cathodique. Afin de simplifier la fabrication de l'appareil, et les réglages lors du contrôle, nous avons cherché à obtenir ce résultat d'une façon simple :

L'examen des courbes caractéristiques d'un transistor $I_C = f(V_C, I_B)$ (voir les courbes en fin de chapitre) montrent que la résistance interne de collecteur est toujours élevée. Dans le cas d'un transistor du type BF 109, fonctionnant à un courant de collecteur d'intensité 2,5 mA, et avec une tension émetteur-collecteur de 85 volts environ, cette résistance est au moins 10 à 20 fois supérieure à la résistance de charge de collecteur de 33 k Ω . La résistance de source des amplificateurs est donc très voisine de 66 k Ω , de collecteur à collecteur. En plaçant entre ces deux points une résistance telle que l'on ait :

$$\frac{R_s + R_x}{R_x} = \frac{1,33}{1} \quad \text{soit } R_x = 198 \text{ k}\Omega,$$

on obtient une réduction de gain indépendante des réglages précédents, dans le rapport désiré.

L'amplificateur de déflexion verticale, qui attaque les plaques de déflexion les plus sensibles, ne diffère de l'amplificateur de déflexion horizontale, que par l'adjonction de cette résistance, toutes les autres caractéristiques restant identiques.

c) - Circuit des commutations -

Afin de simplifier les schémas des différentes parties de l'appareil, les commutations ont été groupées, à part, en un seul schéma détaillé. Un schéma résumé montre le rôle de chacune des résistances mises en circuit par les commutateurs.

On notera qu'à l'exclusion des résistances montées sur les commutateurs S10 et S11, toutes les autres sont des résistances de précision (tolérance $\pm 0,5\%$); elles sont souvent du type " bobiné " dont la stabilité dans le temps est encore

meilleure que celle des modèles à couche de carbone.

La source d'alimentation de collecteur a été prévue pour pouvoir fournir une intensité maximale de crête de 10 A : en conséquence, tous les commutateurs qui sont traversés par le courant de collecteur ont été choisis parmi des modèles pour fortes intensités (S2, S3 et S17); pour les commutateurs rotatifs à plusieurs positions, nous avons été obligés de mettre plusieurs circuits en parallèle, les modèles courants ne convenant pas pour des intensités supérieures à 2 ampères (S11 et S12 A).

On remarquera les commutations suivantes :

- SI7 qui permet de passer rapidement d'un support à un autre, les fils d'alimentation de base et de collecteur. Cette disposition rend possible des comparaisons rapides entre deux exemplaires de transistor d'un même type, ou leur appariement.
- S11 qui introduit en série dans le collecteur du transistor examiné des résistances dites de " limitation ", qui sont indispensables pour la mesure des tensions d'avalanche, et utiles comme sécurité dans beaucoup de cas d'examen des transistors de faible puissance.
- S10 qui place entre émetteur et base du transistor examiné, pour les positions 1 à 5 de S9, des résistances de valeurs comprises entre 1 Ω et 22 k Ω , permettant d'effectuer la mesure de la tension d'avalanche émetteur-collecteur, avec résistance entre base et émetteur : BV_{CE_R} .

Dans le cas de l'alimentation de la base du transistor en essais, avec des échelons de tension, ces résistances permettent de passer progressivement au fonctionnement du

transistor avec des échelons de courant. Cette possibilité est très intéressante pour simuler de nombreux cas d'utilisation réelle des transistors dans les circuits électroniques.

- S12 placé à l'entrée de l'amplificateur de déflection verticale, qui envoie à ce dernier soit encore un signal proportionnel au courant de collecteur du transistor examiné, soit la tension apparaissant entre émetteur et base, soit un signal proportionnel au courant de base. Un circuit de ce contacteur est réservé aux résistances de contre réaction de l'amplificateur, pour en modifier le gain, suivant la sensibilité désirée.
- S13 placée à l'entrée de l'amplificateur de déflection horizontale, agit de la même façon que le commutateur S12, et permet de choisir entre trois grandeurs, celle que l'on veut représenter sur l'écran du tube cathodique : tension collecteur-émetteur, tension émetteur-base, ou courant de base du transistor examiné.

d) - Circuit d'étalonnage des amplificateurs -

Afin d'augmenter la précision et l'exactitude des mesures, nous avons inclus dans l'appareil un générateur de signaux alternatifs d'amplitude constante, destiné à contrôler rapidement, aussi souvent qu'on le désire, l'étalonnage des amplificateurs de déflection (en cas de nécessité, leur gain peut être réglé au moyen des potentiomètres P8 et P11 placés à l'intérieur de l'appareil).

Dans la mesure où l'on est certain du bon étalonnage des amplificateurs de déflection, on est assuré d'effectuer toujours des observations exactes : en effet, la précision de l'

appareil n'est fonction que de la précision et de la stabilité dans le temps, de résistances bobinées, et de résistances à couche de carbone, qui constituent les atténuateurs et les circuits de mesure d'intensité. Nous savons par expérience que ces éléments (10), sous réserve d'être utilisés à des puissances qui ne dépassent pas le quart de leur puissance nominale, ont une dérive dans le temps qui n'excède pas $\pm 0,5\%$ sur des périodes d'une dizaine d'années.

Seul le circuit de production des échelons a une précision qui dépend d'un autre élément que la valeur des résistances des bascules et des circuits de l'amplificateur : la valeur de la tension d'alimentation (+ 24 volts) de cette partie de l'appareil a une influence directe sur la valeur des échelons. On peut vérifier leur valeur au moyen des amplificateurs de mesure, à condition toutefois que l'on soit certain de l'exactitude de leur étalonnage. On peut également vérifier la valeur de la tension d'alimentation de ce circuit. L'expérience que nous avons de ces alimentations semble indiquer que cette vérification est inutile : la valeur absolue de la tension fournie par ces alimentations est fonction de la stabilité des résistances du circuit de comparaison, et de la tension aux bornes de la diode à avalanche qui sert de référence. Ces éléments sont très stables dans le temps (voir paragraphe III - 8c : Alimentations).

Le générateur de tension alternative d'étalonnage (voir figure III - I4) est réalisé très simplement au moyen d'un transistor 36 T 2 (T7) alimenté à tension constante (48 volts), et dont la base reçoit un signal sinusoïdal d'amplitude élevée.

Dans ces conditions le transistor, dont le collecteur est chargé par une résistance de 47 k Ω , fonctionne en

que par la simple manoeuvre des commutateurs S14 et S15, on puisse le faire passer par les amplificateurs de déflexion, pour observer, au réglage correct du gain de ces derniers, une trace d'une longueur égale à 8 divisions du réticule, sur l'écran du tube cathodique.

8 - CIRCUITS ANNEXES

Après avoir réalisé la maquette d'un transistorscope comprenant tous les circuits que nous venons de décrire, il est apparu lors des essais que les courbes obtenues sur l'écran du tube cathodique présentaient des déformations importantes lors de l'examen des caractéristiques de transistors à de fortes tensions de collecteur, pour de faibles intensités de courant de collecteur (voir courbes : Influence des capacités parasites) .

La détermination des causes de ces déformations nous a amené à inclure dans l'appareil deux circuits supplémentaires :

- a) - Un circuit de compensation de la capacité collecteur base du transistor examiné;
- b) - Un circuit de compensation des capacités parasites du cablage.
- a) - Circuit de compensation de la capacité collecteur-base

De nombreux schémas équivalents du transistor ont été proposés par divers chercheurs (11). Certains schémas équivalents complets, font apparaitre un élément réactif interne : la capacité collecteur-base. Cette capacité, comparable à la capacité grille-anode d'un tube électronique, n'est pas seulement gênante pour des fréquences élevées.

Dans le cas d'observations des caractéristiques $I_C = f (V_C . I_B)$ d'un transistor, cette capacité est susceptible de troubler le tracé du réseau de caractéristiques par le taux de contre-réaction qu'elle fait apparaître si elle est d'une valeur importante ou si le courant de collecteur est faible et la tension collecteur-émetteur élevée.

Son action est plus sensible aux faibles courants et fortes tensions pour deux raisons : la première est que la résistance d'entrée (émetteur-base) d'un transistor croît pour une diminution du courant de base (et de collecteur), et la deuxième, que pour de fortes variations de tension collecteur-émetteur (ce qui est aussi valable entre collecteur et base), cette capacité est traversée par un courant non négligeable, qui se retranche du courant de commande appliqué à la base, ou s'y ajoute, selon le sens de variation de la tension de collecteur.

Nous en avons compensé l'action au moyen d'un courant d'intensité réglable, dont la variation est inverse de celle du courant traversant la capacité collecteur-base.

Pour cette fonction, nous avons utilisé un amplificateur analogue aux amplificateurs de déflexion, mais comportant seulement un étage amplificateur à transistors (voir schémas). Cet amplificateur délivre une tension de sortie proportionnelle à la tension collecteur-émetteur du transistor en essai, et en opposition de phase avec cette dernière. En toute rigueur, il faudrait que ce soit un signal proportionnel à la tension collecteur-base, mais, pour de fortes excursions de tension de collecteur, cette tension est très peu différente de la tension collecteur-émetteur. Un condensateur variable (de 50 à 1500 pF) permet de faire passer dans la jonction émetteur-base un courant inverse de celui produit par la

capacité interne collecteur-base du transistor examiné (voir figure III - 15).

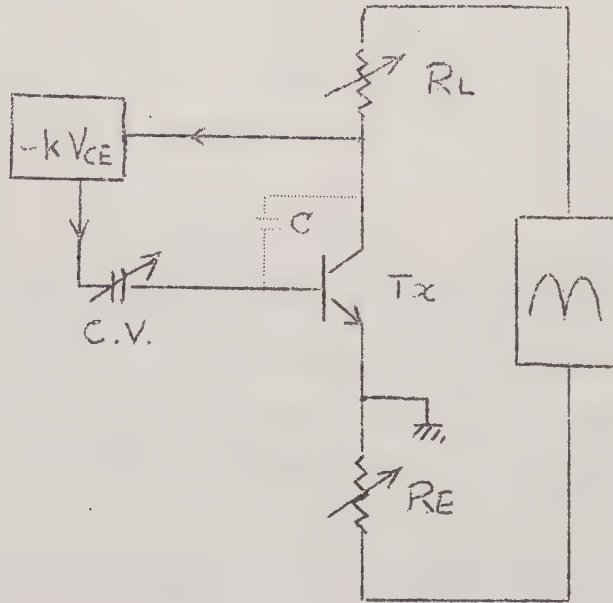


FIGURE III - 15

Du fait de sa nature, la capacité interne collecteur-base d'un transistor, varie suivant la valeur instantanée de la tension collecteur-émetteur. Il s'en suit que ce circuit de correction qui a une action constante, n'effectue pas une correction parfaite pour tous les points du réseau de caractéristiques. Néanmoins sa présence améliore beaucoup l'allure des courbes obtenues, et permet également de comparer, d'un exemplaire de transistor à un autre, la valeur, ou la variation, de cette capacité interne (voir courbes).

On notera que l'amplificateur utilisé reçoit à l'entrée un signal qui ne représente que le centième de la tension de collecteur du transistor examiné (ce signal est prélevé sur l'atténuateur d'entrée de l'amplificateur de déflexion horizontale, aux points C11 et C12, sur le schéma des commutations) .

En effet, la tension de collecteur pouvant atteindre 330 volts, et ceci dans les deux polarités, il n'était pas possible d'utiliser cette tension sans lui faire subir une atténuation. De la sorte l'amplificateur ne reçoit qu'un signal de $\pm 3,3$ volts au maximum, et nous avons pu conserver un tube 12 AU 7 alimenté à partir de la ligne + 24 volts, pour l'étage d'entrée de cet amplificateur.

b) - Circuit de compensation des capacités parasites de cablage

Le schéma du montage utilisé pour les mesures des paramètres d'un transistor (voir figure III - 16) dans le cas où l'on désire obtenir le réseau de caractéristiques $I_C = f (V_C, I_B)$, montre qu'il existe dans l'ensemble de la source d'alimentation du collecteur (transformateur, diodes de redressement, commutateurs, résistances de limitation R_L , et fils de liaison) une série de capacités parasites, dont l'ensemble (représenté par C_1 et C_2 sur le schéma) détermine un courant qui circule depuis les points cités précédemment, vers la ligne de potentiel zéro de l'appareil (tôles et bâti de l'ensemble).

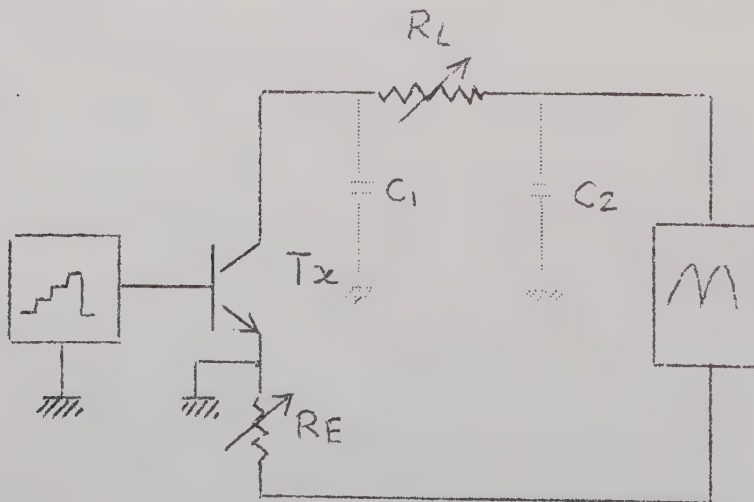


FIGURE III - 16

Ce courant, fourni par la source d'alimentation du collecteur, traversant la résistance d'échantillonnage de courant R_E , fait apparaître à ses bornes une différence de potentiel qui n'est pas due à un courant ayant réellement traversé le transistor en essai. Malgré les précautions prises lors de l'étude et de la réalisation des circuits correspondants, le signal qui en résulte, correspond à une intensité de courant de collecteur de 50 à 60 μA dans le cas le plus défavorable. Comme il est possible d'obtenir une sensibilité de 10 μA par division sur le réticule du tube cathodique, il est nécessaire, pour pouvoir effectuer dans de bonnes conditions des mesures à ces intensités de courant de collecteur, de réduire l'influence des capacités parasites de câblage.

On obtient cette compensation à l'aide du montage indiqué sur la figure III - 17

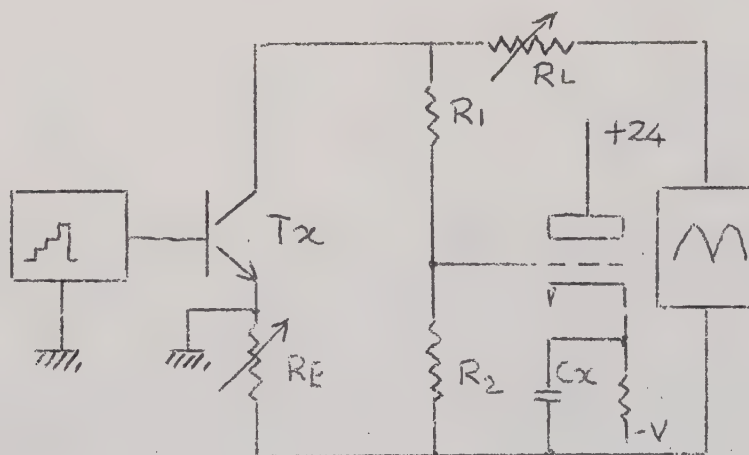


FIGURE III - 17

Un étage amplificateur de gain, voisin de l'unité (étage à charge cathodique) reçoit sur la grille d'entrée une fraction de la tension appliquée au collecteur du transistor en essai (cette atténuation est rendue nécessaire du

fait que la tension de collecteur peut atteindre ± 330 volts, que le diviseur $R_1 - R_2$, réduit à $\pm 3,3$ volts, valeur compatible avec les tensions d'alimentations dont nous disposons pour réaliser cet étage à charge cathodique). Sur la cathode du tube, nous disposons d'un signal proportionnel à la tension de collecteur fournie par la source d'alimentation, mais dont l'origine est cette fois le zéro électrique général de l'appareil. Un condensateur, C_x , placé entre la cathode de cet étage et l'extrémité de la résistance d'échantillonnage de courant R_E , détermine le passage d'un courant de même intensité que celui dû aux capacités parasites, C_1 et C_2 , mais de sens opposé.

La compensation ainsi réalisée réduit d'environ 40 fois l'influence du courant perturbateur. Il semble difficile d'atteindre une compensation complète, du fait de la complexité du montage qui comporte aussi des résistances, R_L notamment, dont la présence modifie l'action de certaines capacités, en provoquant des déphasages selon la valeur de la résistance en circuit.

En pratique, il a été inutile d'inclure dans l'appareil définitif le montage spécial que nous avons utilisé, en cours d'étude, sur la maquette, pour obtenir la correction désirée: l'amplificateur utilisé pour le circuit de correction de la capacité collecteur-base (voir paragraphe précédent) fournit sur l'un des deux émetteurs des transistors BF 109 le signal dont nous avons besoin pour réaliser cette correction (voir schémas correspondants).

9 - ALIMENTATIONS

Les tensions nécessaires au fonctionnement des circuits que nous venons de décrire, sont fournies par des alimentations dont les schémas se trouvent, avec les schémas complets de l'appareil, à la fin de ce chapitre.

La tension stabilisée de + 170 volts, requise pour l'alimentation des étages de sortie des amplificateurs de déflexion, et de compensation de la capacité collecteur-base, a été obtenue au moyen d'un circuit stabilisateur classique à tube, équipé d'une triode penthode, ECL 82 (12). Nous avons employé un tube, car les transistors qui auraient permis de parvenir au même résultat sont actuellement dix à vingt fois plus coûteux que le tube équivalent.

Les deux alimentations qui fournissent les tensions stabilisées de + 24 volts et de - 24 volts, sont identiques. Ces tensions, dont la stabilité relative et absolue, détermine le bon fonctionnement et la précision de l'appareil, doivent être réglées à $\pm 1\%$ de la valeur nominale (24 volts). Le type d'alimentation utilisée, et le choix des éléments qui la composent permettent d'obtenir les résultats suivants :

- Stabilité vis à vis de variations de $\pm 15\%$ de la tension d'alimentation du secteur : $\Delta V \leq 40 \text{ mV}$;
- Dérive thermique : inférieure à $\pm 2 \text{ mV } / ^\circ\text{C}$;
- Tension résiduelle alternative (à 50 et 100 Hz) inférieure à 5 mV efficaces.

Les essais et contrôles de stabilité à long terme, semblent devoir indiquer que l'on peut compter sur une

variation inférieure à $\pm 0,5\%$, et probablement beaucoup moins, pour une année de fonctionnement.

10 - RESULTATS OBTENUS ET CONCLUSION

Nous avons inclus, à la suite des schémas détaillés, un certain nombre de photographies de courbes caractéristiques de transistors, obtenues directement par photographie des résultats fournis par le tube cathodique.

Après une période d'utilisation de l'appareil d'une durée de six mois, nous pouvons dire que, grâce à lui, il nous a été possible de déceler avant utilisation, certains défauts de divers transistors de tous types, ce qui a permis de prévenir des défaillances qui pour nous étaient demeurées jusqu' alors inexplicables. Par ailleurs, l'utilisation des résultats fournis par cet appareil en un temps réduit, a permis au cours de recherches en laboratoires d'orienter plus rapidement et plus sûrement notre choix quant au type de transistor à utiliser pour une fonction définie.

Enfin, à ce jour, nous avons réalisé la construction et le contrôle de trois appareils, autres que le prototype, selon les schémas donnés ici, sans rencontrer de difficultés notables, ni de dispersion trop importante des résultats obtenus. Toutefois, avant de pouvoir affirmer que cet appareil répond pleinement au but que nous nous étions proposé d'atteindre, il semble nécessaire d'attendre d'une part les résultats fournis par une nouvelle série d'appareils, et d'autre part, les résultats des contrôles qui seront effectués sur le prototype après une période d'utilisation d'une année supplémentaire au moins.

B I B L I O G R A P H I E

-
- (1) G. FONTAINE Diodes et transistors (Philips) p. 8 à 36
- (2) R. ARONSSON - Pratique et théorie des semiconducteurs
A.V.J. MARTIN (Pepta) p. 48 à 59
- (3) R. ARONSSON Même ouvrage
- (4) M. DURAND Les thyratrons à cathode froide (Philips)
p. 165 à 176
- (5) L. PONTUS Circuits de comptage Thèse n° 99 Faculté
des Sciences de Lyon (24 Avril 1964)
- (6) A. PLANES PY - L'oscillographe technique p. 22 à 26
J. GELY
- J. CZECH The cathode ray oscilloscope (Philips)
p. 9 à 14
- (7) Th. RODDAM Transistors inverters and converters
(Cliffe) p. 93 à 160
- (8) R.D. MIDDLEBROOK Differential amplifiers (Wiley)
- (9) J. TACUSSEL Contribution à l'étude des amplificateurs
de signaux continus - thèse n° 226 - Fa-
culté des Sciences de Lyon - 24.11.1956

- (10) C.L. WELLARD Resistance and resistors (Mc Grow Hill)
p. 85 à 95
- (11) G. FONTAINE Même ouvrage p. 177 à 180
R. ARONSSHON Même ouvrage p. 129 à 147
R.F. SHEA Technique des circuits à transistors
(Dunod) p. 21 à 51
- (12) F.A. BENSON Voltage stabilized supplies (Mc Donald)
J. TACUSSEL Même ouvrage
J. GIRARD Contribution à l'étude des amplifica-
teurs de signaux continus - Thèse n° 9
Faculté des Sciences de Lyon - 29.10.1958
-

I V - C O U R B E S C A R A C T E R I S T I Q U E S

Les oscillogrammes des figures IV-1 à IV-24, ci-après, ont été obtenus par photographie directe des courbes caractéristiques apparaissant sur l'écran du tube cathodique de l'analyseur dynamique.

Dans le cas des photographies reproduites aux figures IV-6, IV-18, IV-23 et IV-24, pour permettre des comparaisons plus faciles entre diverses courbes, nous avons été amenés à les superposer photographiquement, en procédant à plusieurs expositions consécutives du même négatif, l'appareil ne permettant pas d'obtenir simultanément ces diverses courbes sur l'écran du tube cathodique.

Pour chaque courbes, ou réseau de courbes caractéristiques, nous avons indiqué dans la légende qui l'accompagne les conditions qui permettent de l'obtenir. En se reportant par ailleurs au " schéma bloc " de l'analyseur dynamique, il sera facile de retrouver avec précision le schéma de principe du montage réalisé pour chacune des mesures que l'appareil permet d'effectuer.

IV-1

$$I_C = f (V_{CE} , I_B)$$

Transistor n - p - n au silicium, type BF 109, montage E.C.

Axe horizontal : V_{CE} 1 V/division
 Axe vertical : I_C 0,2 mA/division
 Paramètre : I_B échelons de 5,5 μA

Ce réseau, le plus important de tous ceux que l'on peut relever sur des transistors, permet de mesurer :

- Le gain statique $\beta = \frac{I_C}{I_B}$
- Le gain dynamique $h_{21e} = \frac{d I_C}{d I_B}$
- La résistance interne de collecteur : $r_C = \frac{d V_{CE}}{d I_C}$ (ou Z_{22})
- La tension de coude , $V_{CE k}$
- La tension de saturation, $V_{CE sat.}$, pour différentes valeurs de I_B

IV-2

$$I_C = f (I_B, V_{CE})$$

Transistor n - p - n au silicium, type BF 109, montage E.C.

Axe horizontal : I_B 10 μA /division
 Axe vertical : I_C 0,5 mA/division
 Paramètre : V_{CE} excursions de 0 à $V_{CE} > V_{CE k}$

Le lieu des points terminaux de chaque segment de droite (proportionnels à I_C) donne la représentation de la caractéristique de transfert de courant (courbe en pointillé). Pour un transistor idéal, cette caractéristique serait linéaire.

IV-3

$$I_C = f (V_{CE} , V_{EB})$$

Transistor n - p - n au germanium, type ASY 29, montage E.C.

Axe horizontal : V_{CE} 0,2 V/division
 Axe vertical : I_C 0,1 mA/division
 Paramètre : V_{EB} échelons de 20 mV

Ce réseau met en évidence la non linéarité de l'amplification de tension : le transistor est un amplificateur de courant.

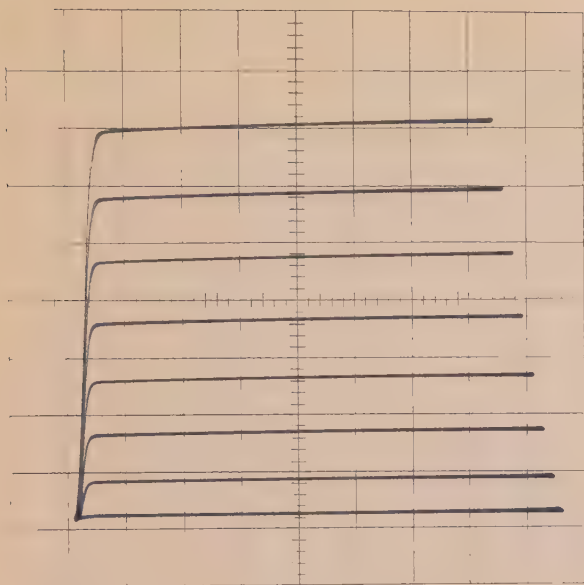
IV-4

$$I_C = f (V_{EB} , V_{CE})$$

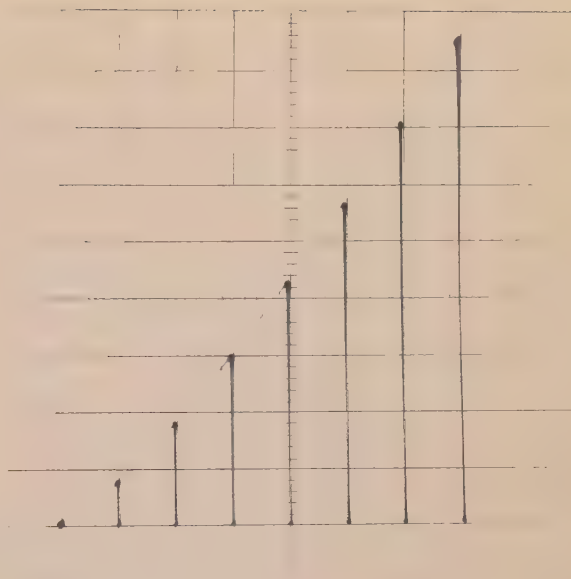
Transistor n - p - n au germanium, type ASY 29, montage E.C.

Axe horizontal : V_{EB} 0,02 V/division
 Axe vertical : I_C 0,1 mA/division
 Paramètre : V_{CE} excursions de 0 à $V_{CE} > V_{CE\ k}$

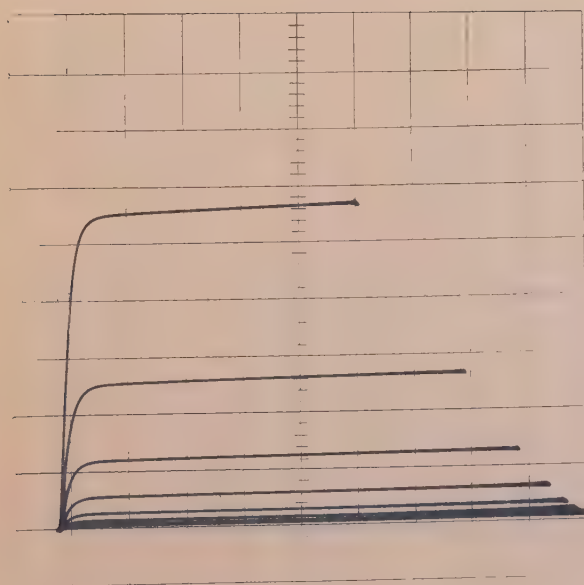
La courbe déterminée par le lieu des points terminaux de chaque segment de droite, donne la représentation (courbe en pointillé) de la caractéristique de transconductance.



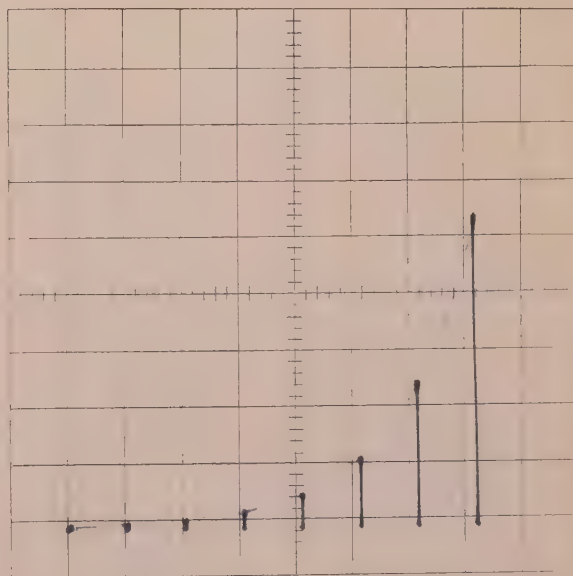
IV-1



IV-2



IV-3



IV-4

IV-5 Caractéristique d'avalanche

Transistor n - p - n - au silicium, type BSY 29, montage E.C.

Axe horizontal : V_{CE} 2 V/division
 Axe vertical : I_C 1 mA/division
 Paramètre : I_B 3 μA /échelon
 Résistance de limitation : 20 k Ω

Ce réseau permet de connaître les tensions collecteur-émetteur admissibles, dans le cas où la base est alimentée en courant, soit avec $R_{BE} \neq \infty$

IV-6 Caractéristiques d'avalanche : BV_{CE0} , BV_{CE_R} , BV_{CE_S}

Transistor p - n - p au germanium, type SFT 240, montage E.C.

Axe horizontal : V_{CE} - 20 V/division
 Axe vertical : I_C - 2 mA/division
 : V_{EB} - 0,05 V/division

Nous avons photographié, en même temps que les courbes du courant de collecteur, les courbes de V_{EB} f (V_{CE}), obtenues dans les mêmes conditions d'essai du transistor.

Ces courbes mettent en évidence que l'augmentation du courant de collecteur, et la diminution de la tension d'avalanche, lorsque $R_{BE} \neq 0$, sont dues à un courant circulant dans la jonction émetteur-base. Ce courant étant produit par l'impédance interne collecteur-base du transistor, lorsque la tension de collecteur croît.

Le dédoublement des courbes est dû à la capacité collecteur-base.

IV-7 Caractéristique d'entrée Emetteur-base.

Transistor n - p - n au germanium, type ASY 29, montage E.C.

Axe horizontal : V_{EB} 0,02 V/division

Axe vertical : I_B 5 μ A/division

Paramètre : V_{CE} excursions de tension de 0 à $V_{CE} > V_{CEk}$

Les deux courbes en pointillés représentent la variation de la résistance d'entrée du transistor, pour deux conditions différentes :

- pour $V_{CE} = 0$ courant de collecteur nul

- pour $V_{CE} > V_{CEk}$ courant de collecteur $\neq 0$

Ces deux courbes diffèrent l'une de l'autre du fait que la résistance interne d'émetteur r_e , qui produit un décalage de tension sous l'influence du courant de collecteur qui la traverse (L'influence du courant de base, 10 à 100 fois plus faible, est négligeable vis à vis du courant de collecteur traversant r_e), et du fait également d'une réaction de la tension collecteur-émetteur sur la tension base-émetteur, même à courant de collecteur nul.

IV -8 $V_{EB} = f (V_{CE} , I_B)$

Transistor n - p - n au germanium, type ASY 29, montage E.C.

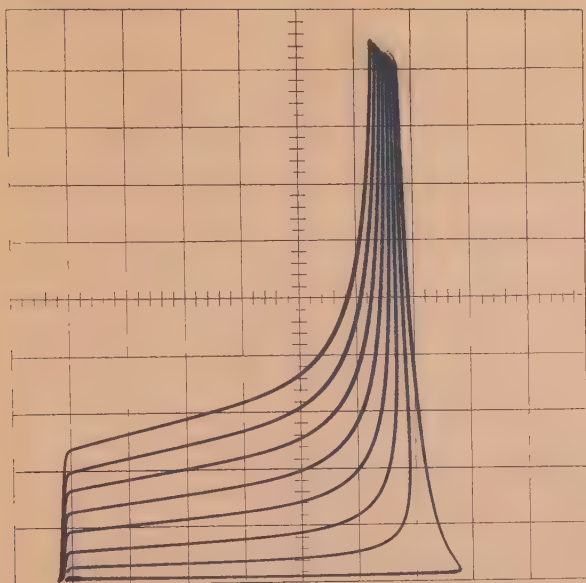
Axe horizontal : V_{CE} 0,2 V/division

Axe vertical : V_{EB} 0,02 V/division

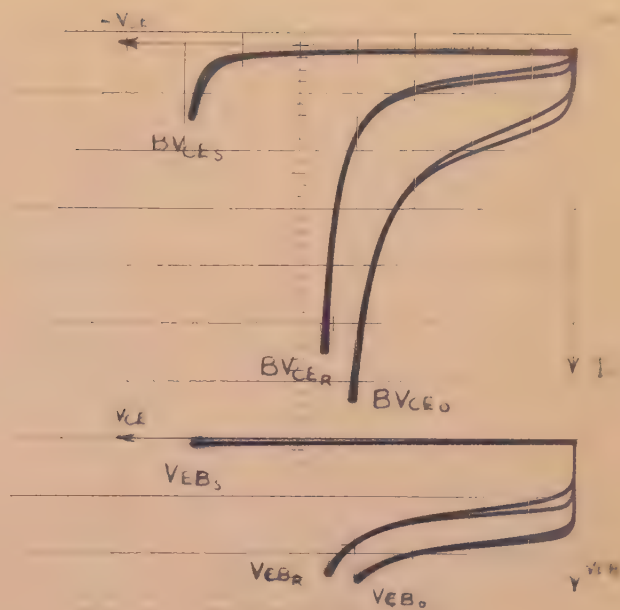
Paramètre : I_B 5 μ A/échelon

Ce réseau fournit avec une représentation différente, les mêmes renseignements que le réseau précédent. Il présente toutefois l'avantage de mieux mettre en évidence la variation de résistance d'entrée en dessous du coude de collecteur :

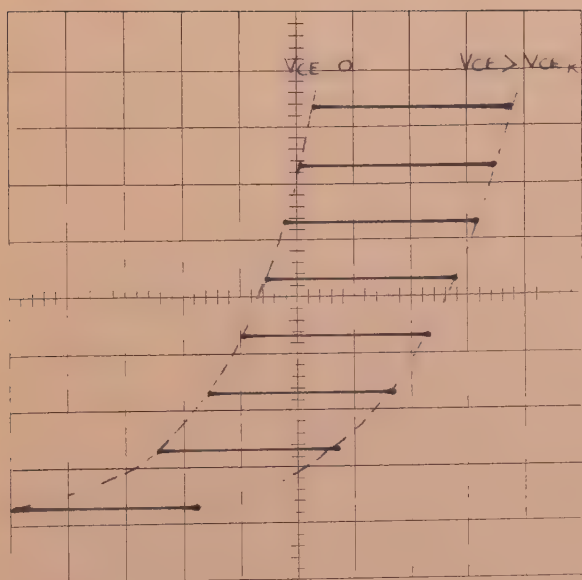
$$V_{CE} < V_{CEk}.$$



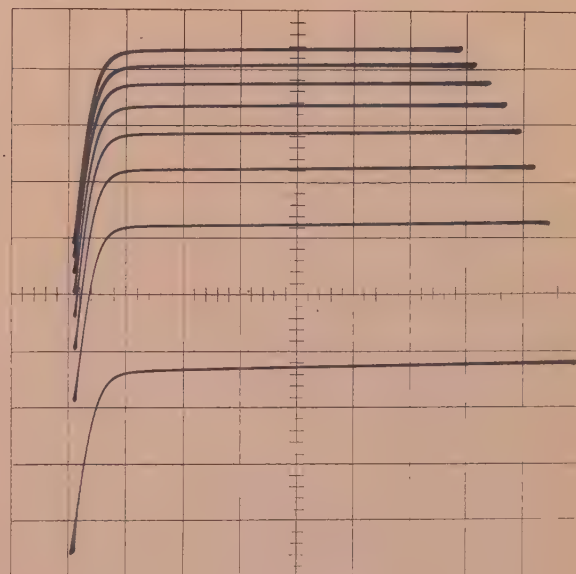
IV-5



IV-6



IV-7



IV-8

IV-9

$$I_C = f (V_{EB} , I_B)$$

Transistor n - p - n au germanium, type ASY 29, montage E.C.

Axe horizontal : V_{EB} 0,02 V/division

Axe vertical : I_C 0,2 mA/division

Paramètre : I_B 3,5 μ A/échelon

Analogue au réseau de caractéristiques de la figure IV-4, mais tracé dans le cas de l'alimentation de la base par des échelons de courant, ce réseau permet de tracer la courbe caractéristique de transconductance.

IV-10

$$I_C = f (V_{EB}, I_E)$$

Transistor n - p - n au germanium, type ASY 29, montage B.C.

Axe horizontal : V_{EB} -0,02 V/division

Axe vertical : I_C +0,05 mA/division

Paramètre : I_E -0,05 mA/échelon

Equivalent au réseau de la figure IV-9, mais dans le cas du montage en " base commune ", ce réseau fournit la caractéristique de résistance inverse de transfert (courbe en pointillé).

IV-11 Influence de la capacité C -B .

Transistor n - p - n au silicium, type BF 109, montage E.C.

Axe horizontal : V_{CE} 10 V/division
 Axe vertical : I_C 10 μ A/division
 Paramètre : I_B 1 μ A/échelon

La cadence des échelons (100 par seconde), étant la moitié de celle des excursions de tension de collecteur, chaque courbe caractéristique est décrite deux fois consécutivement, une fois pour des tensions croissantes, une fois pour des tensions décroissantes. Le dédoublement des courbes est provoqué par le déphasage courant/tension apporté par la capacité interne collecteur-base.

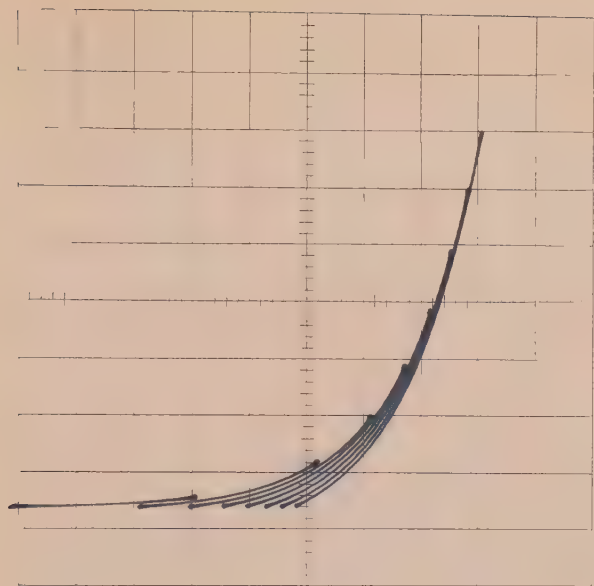
IV-12 $I_C = f (V_{CB} , I_E)$

Transistor n - p - n au silicium, type BF 109, montage B.C.

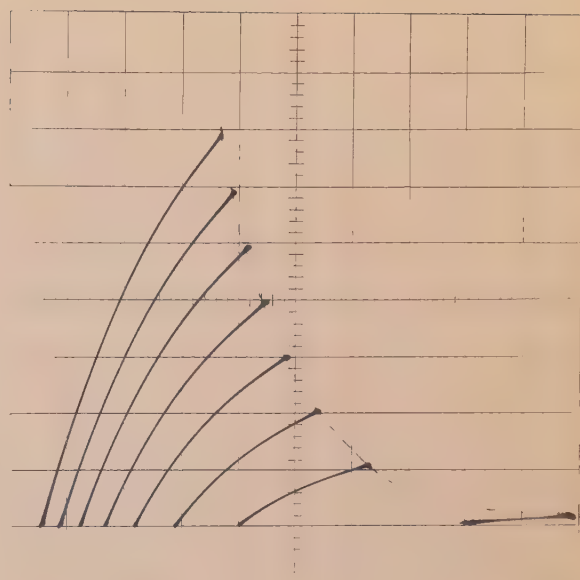
Axe horizontal : V_{CB} 1 V/division
 Axe vertical : I_C 0,2 mA/division
 Paramètre : I_E -0,2 mA/échelon.

Comparable au réseau de la figure IV-1, ce réseau diffère de celui-ci par le fait que la base est prise comme électrode commune aux deux autres.

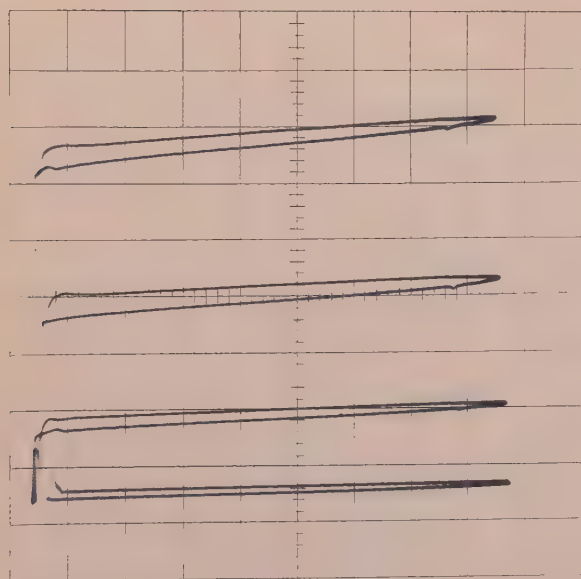
On notera la plus grande valeur de la résistance interne de collecteur dans le cas du montage en base commune pour le même exemplaire de transistor, fonctionnant aux mêmes valeurs de I_C et V_{CE} , que lorsqu'il est en montage en "émetteur-commun "



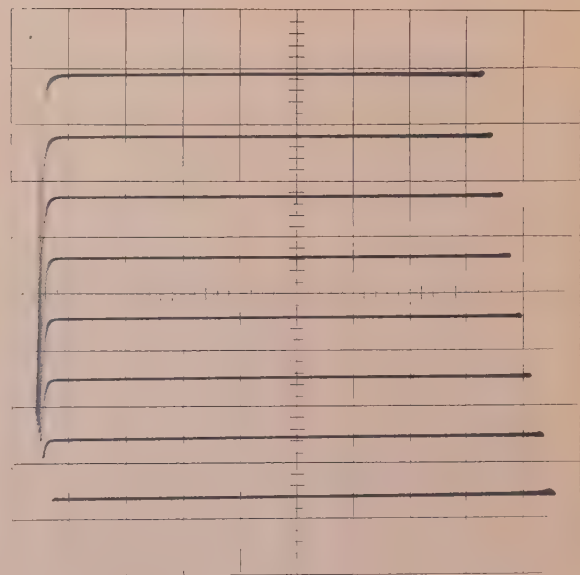
IV-9



IV-10



IV-11



IV-12

IV-13 IV-14

Transistor p - n - p au silicium, type BCY 27 S, montage E.C.

Axes horizontaux : V_{CE} -1 V/division
 Axes verticaux : I_C - 20 μA /division
 Paramètres : I_B - 1 μA /échelon

Ce transistor présente une très forte capacité collecteur-base (comparer avec les courbes de la figure IV-11). La photographie de la figure IV-13 a été prise sans compensation de cette capacité et la photographie de la figure IV-14, avec compensation (voir paragraphe III - 8a)

On notera que la compensation n'est pas efficace simultanément pour tous les points du réseau. Ceci tient vraisemblablement à la nature de la capacité collecteur-base, qui doit être variable avec la tension.

IV-15

Transistor n - p - n au silicium, type 12 T 2, montage E.C.

Axe vertical : I_C = 5mA/division
 Axe horizontal : V_{CE} 1V/division
 Paramètre : I_B 300 μA /échelon

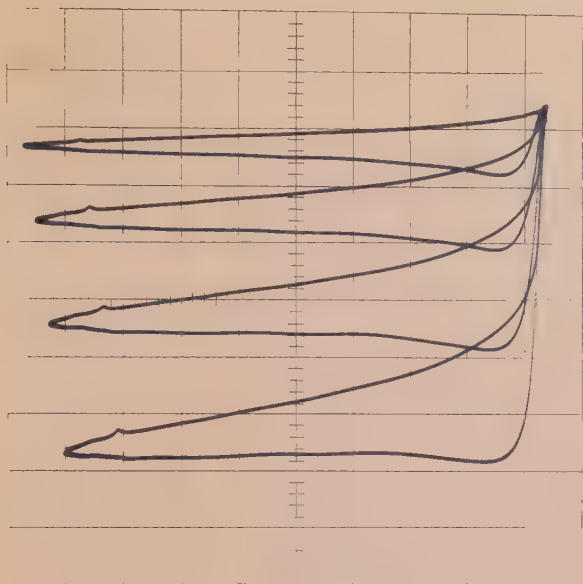
Cette photographie illustre de façon assez évidente l'intérêt du contrôle dynamique qui permet de déceler des anomalies de caractéristiques (pente négative dans ce cas) qui donnent naissance dans un montage à des phénomènes anormaux et en apparence incompréhensibles.

IV-16

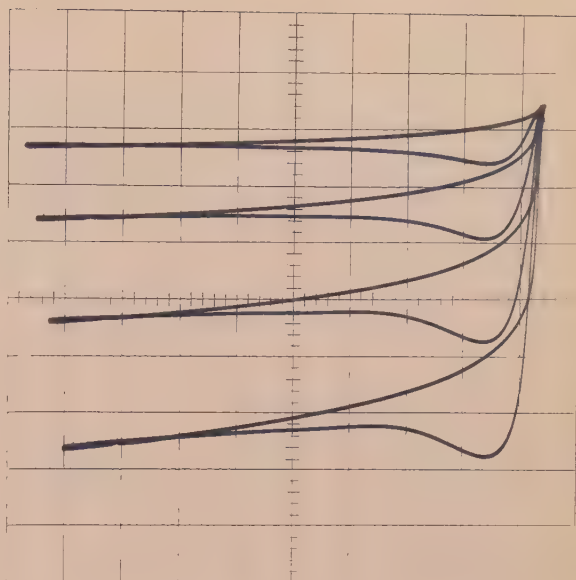
Transistor n - p - n au silicium, type BF 109, montage E.C.

Axe horizontal	:	V_{CE}	20 V/division
Axe vertical	:	I_C	0,5 mA/division
Paramètre	:	I_B	10 μ A/échelon.

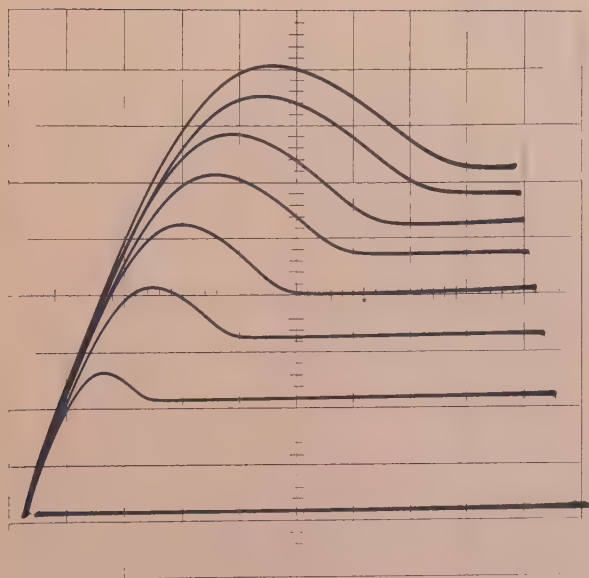
Transistor à résistance interne de collecteur de très faible valeur, et relèvement des caractéristiques très important, sans effet d'avalanche. Par rapport aux caractéristiques moyennes des transistors de ce type, cet exemplaire doit être considéré comme anormal.



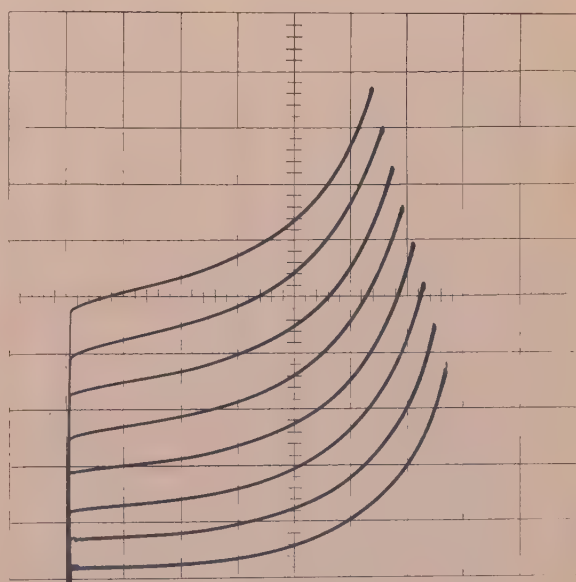
IV-13



IV-14



IV-15



IV-16

IV-I7

Transistor n - p - n au silicium, type 2 N 1990, montage E.C.

Axe horizontal	:	V_{CE}	2 V/division
Axe vertical	:	I_C	0,1 mA/division
Paramètre	:	I_B	6 μ A/échelon

Exemple de transistor présentant une forte chute de gain aux bas courants de collecteur.

IV-18

Transistor n - p - n au silicium, type BF 109, montage E.C.

Axe horizontal	:	V_{CE}	-2 et +2 V par division
Axe vertical	:	I_C	-0,2 et +0,2 mA/division
Paramètre	:	I_B	+12 μ A/échelon

Ce réseau fait apparaître la différence entre la caractéristique normale (tension de collecteur positive) et la caractéristique inverse (tension de collecteur négative).

IV-19

Transistor n - p - n au silicium, type 2 N 1212, montage E.C.

Axe horizontal : V_{CE} 1 V/division
 Axe vertical : I_C 200 mA/division
 Paramètre : I_B 60 mA/échelon

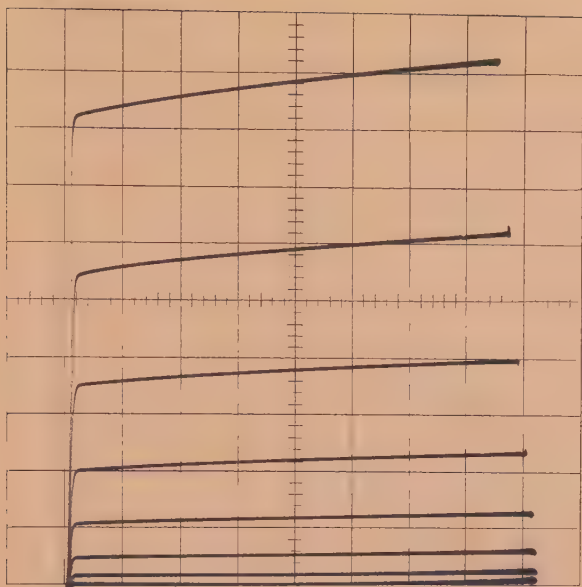
On notera l'allure des courbes caractéristiques dans la région du coude, qui indiquent la présence d'une forte résistance de saturation.

IV-20

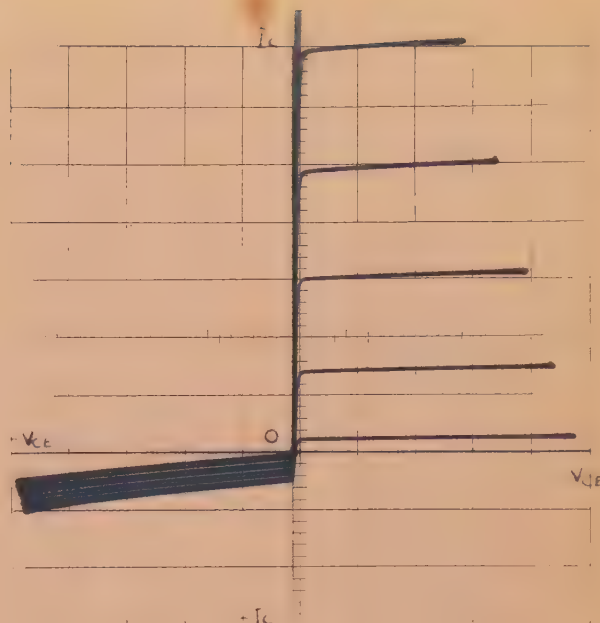
Transistor n - p - n au silicium, type 2 N 1212, montage E.C.

Axe horizontal : V_{CE} 0,2 V/division
 Axe vertical : I_C 50 mA/division
 Paramètre : I_B 30 mA/échelon

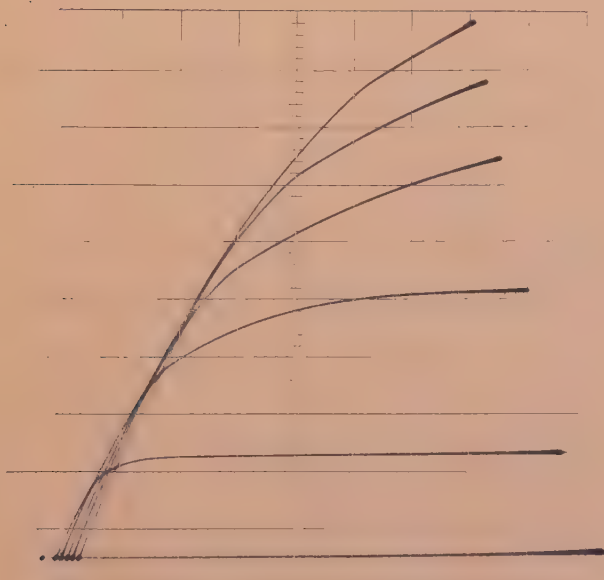
Cet examen détaillé de la région du coude permet de mettre en évidence qu'une part très importante de la résistance de saturation de ce transistor est due à une résistance d'émetteur, r_e , d'environ 1,75 Ω .



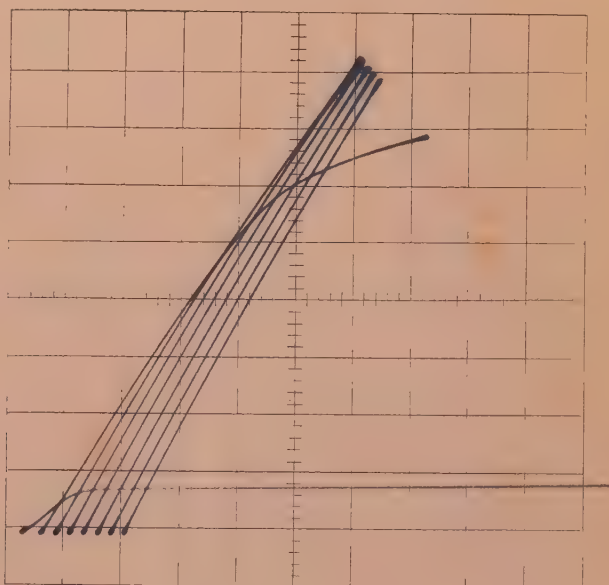
IV - 17



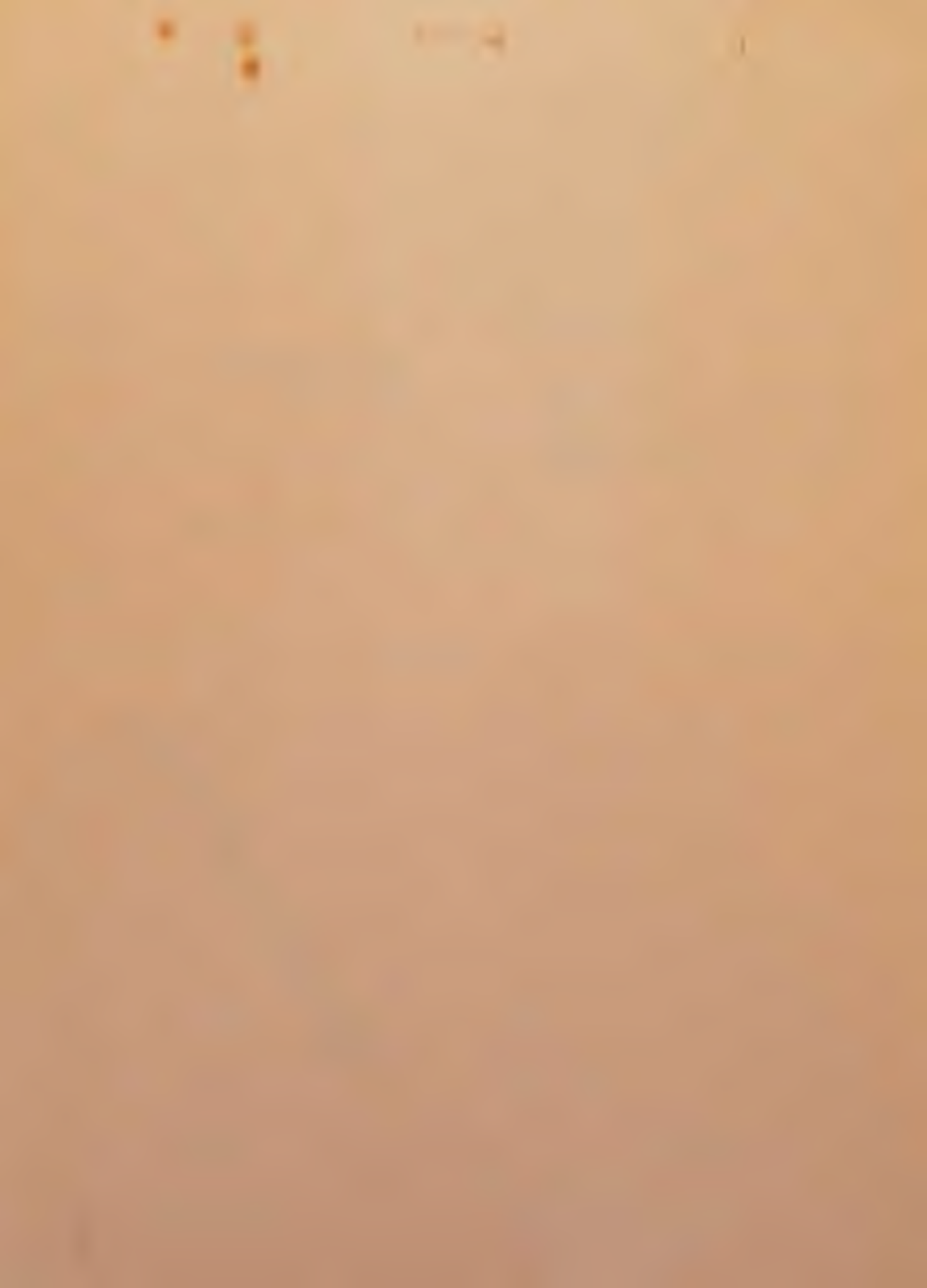
IV - 18



IV - 19



IV - 20



IV-22 Caractéristique directe d'une diode

Diode au germanium, type OA 85

Axe horizontal : V_{AK} 0,05 V/division

Axe vertical : I_K 0,2 mA/division

IV-21 Caractéristique inverse d'une diode

Diode au germanium type OA 85

Axe horizontal : $-V_{AK}$ -20 V/division

Axe vertical : $-I_K$ -0,2 mA/division

IV-23 Caractéristiques de diodes Zener

Diodes au silicium	A) type ZF 3,3	)	
	B) type BZY 56	{	Zener
	C) type BZY 59	)	
	D) type BZY62	)	à avalanche

Axe horizontal : I_A 1 V/division

Axe vertical : V_{KA} 0,5 mA/division

On peut ainsi mesurer rapidement la tension Zener pour un courant déterminé, et la valeur de la résistance dynamique.

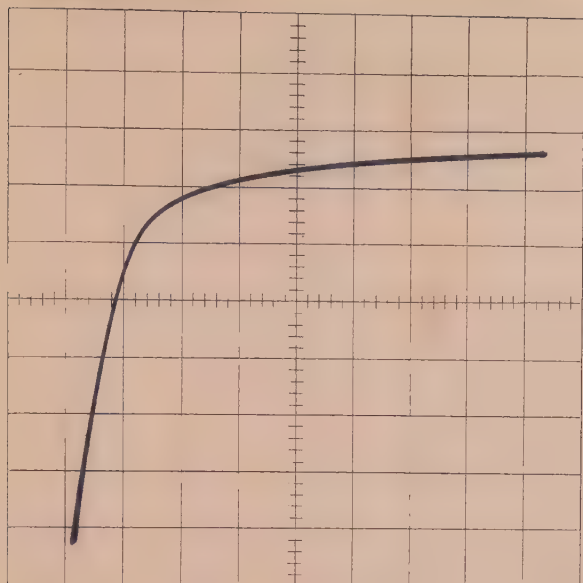
IV-24

Diodes au silicium type DZ 39 A

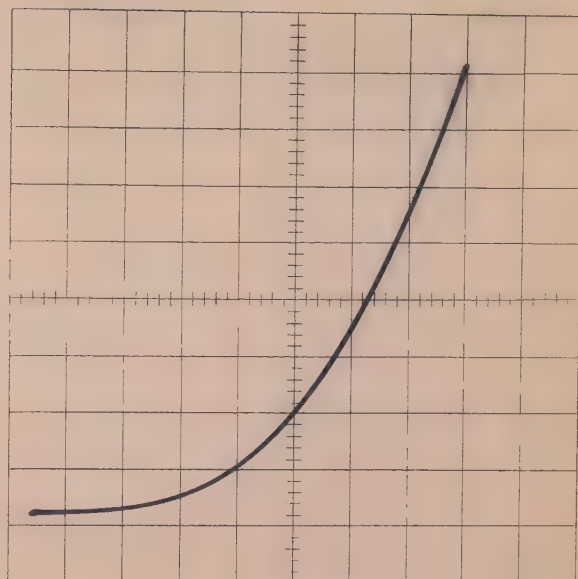
Axe horizontal : I_A 5 V/division

Axe vertical : V_{KA} 5 mA/division

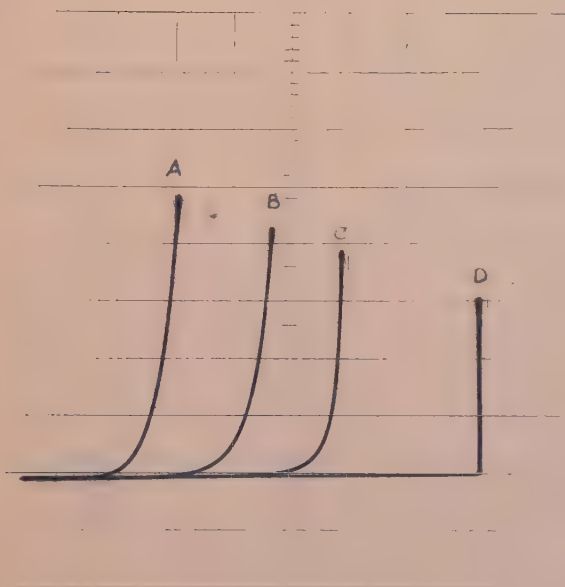
La courbe A représente la caractéristique d'une diode normale, et la courbe B celle d'une diode défectueuse, qui a la particularité d'avoir une zone à caractéristique ohmique.



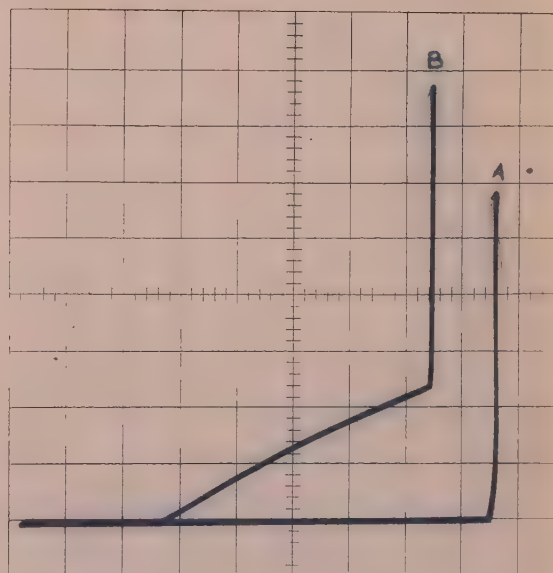
IV-21



IV-22



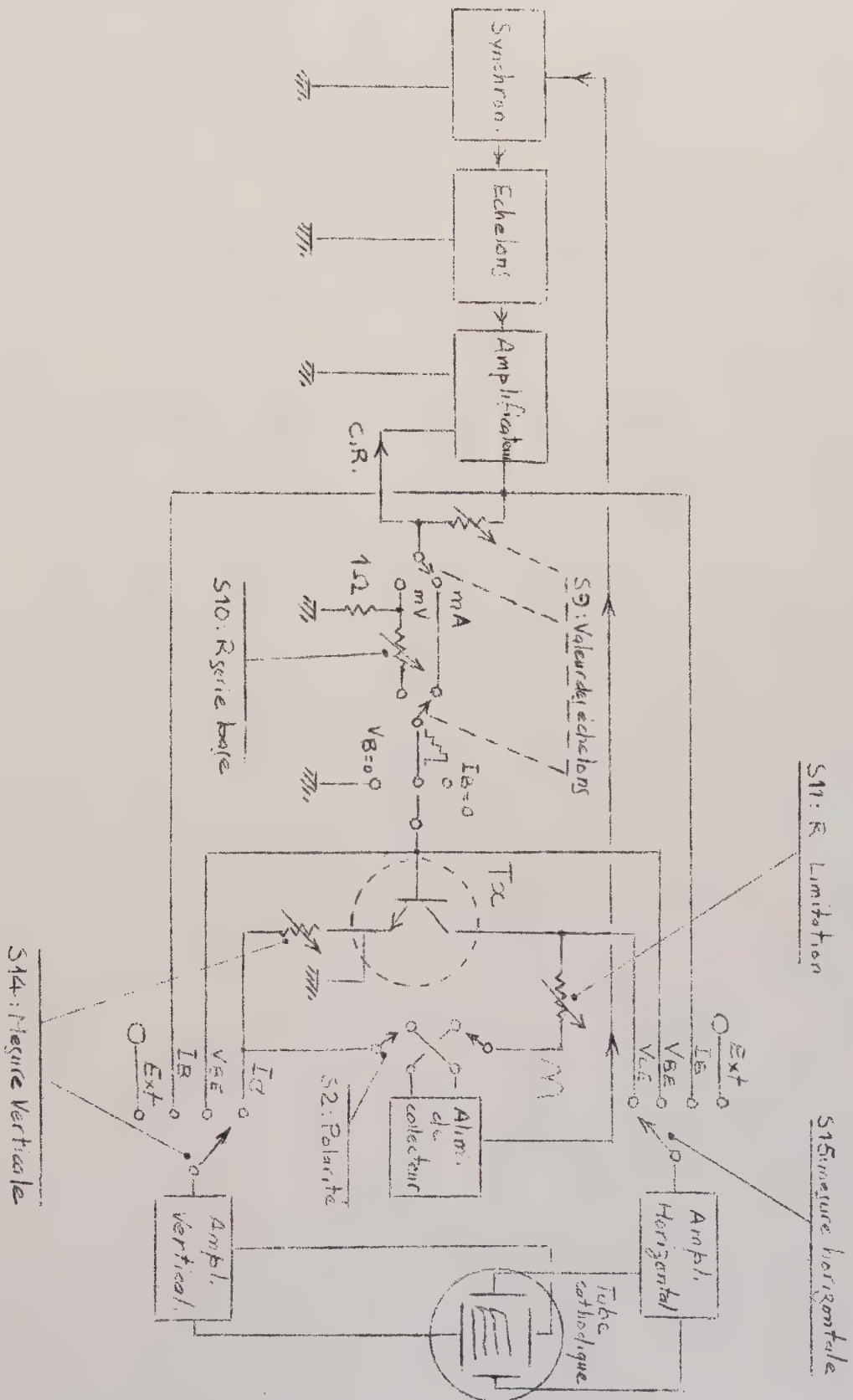
IV-23

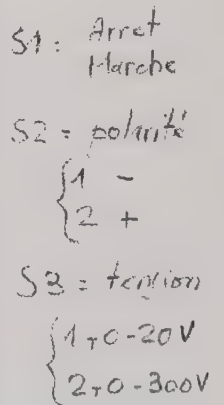


IV-24

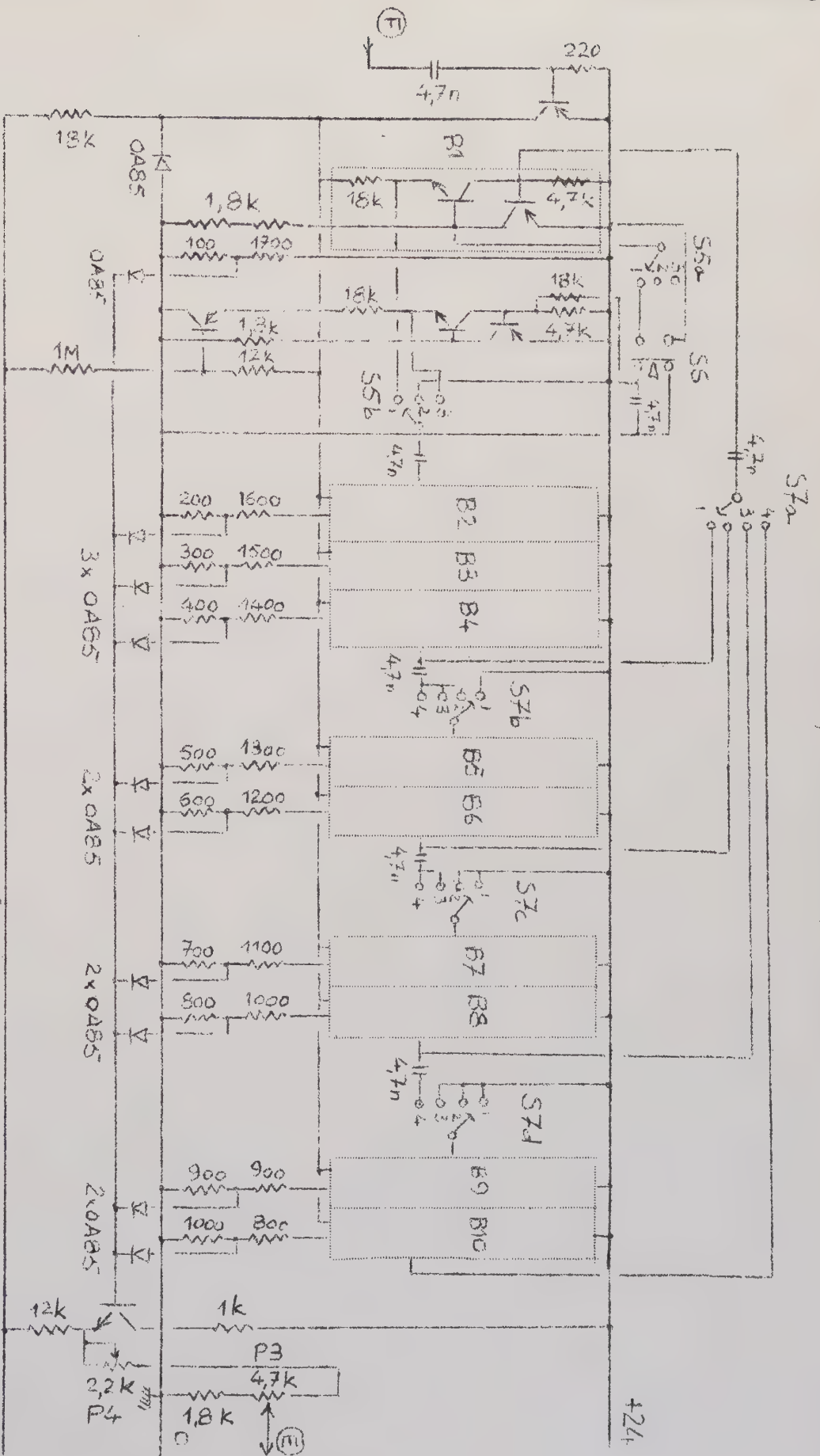
TRANSISTORSCOPE

Schema bloc.





Circuit de production des échelons

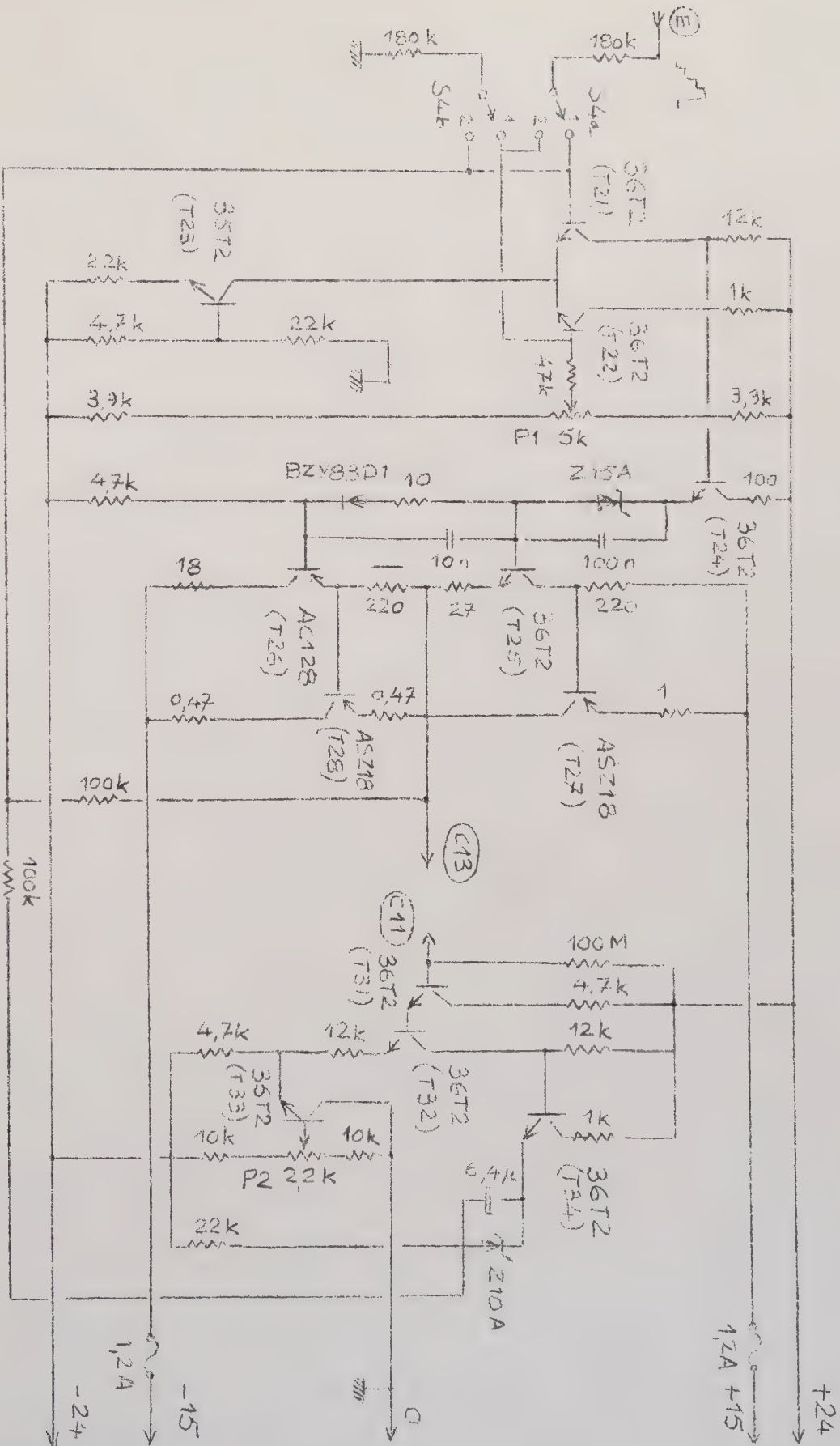


S5 fonctionnement
 { 1 continu
 2 arrêt
 3 unique
 S6 départ

S7 Nombre d'échelons
 { 1
 2
 3
 4
 P3 Valeur des échelons
 P4 Tarage des échelons

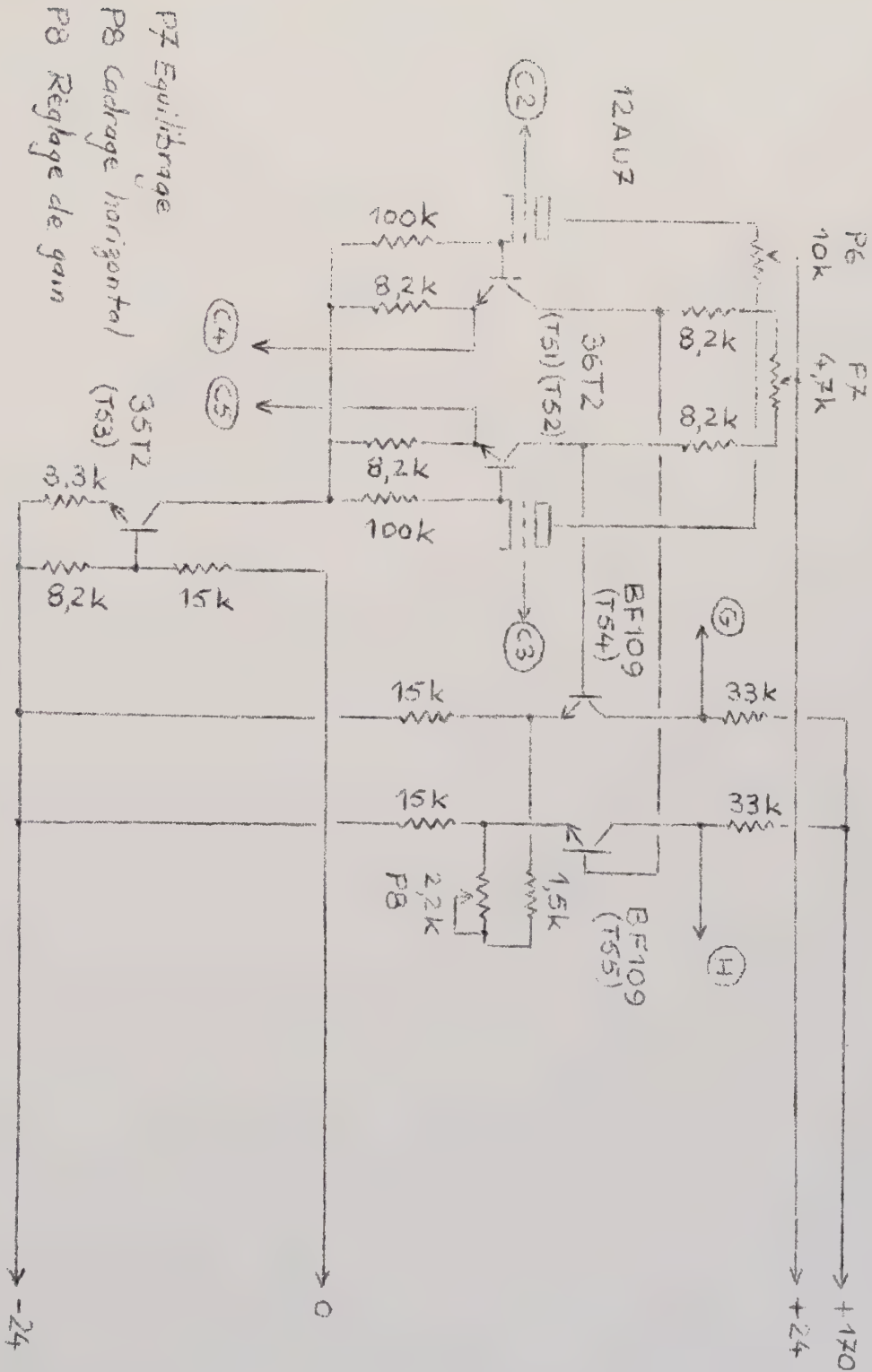
TRANSISTORS
 n-p-n : 3512
 p-n-p : BCV275

Amplificateur de puissance

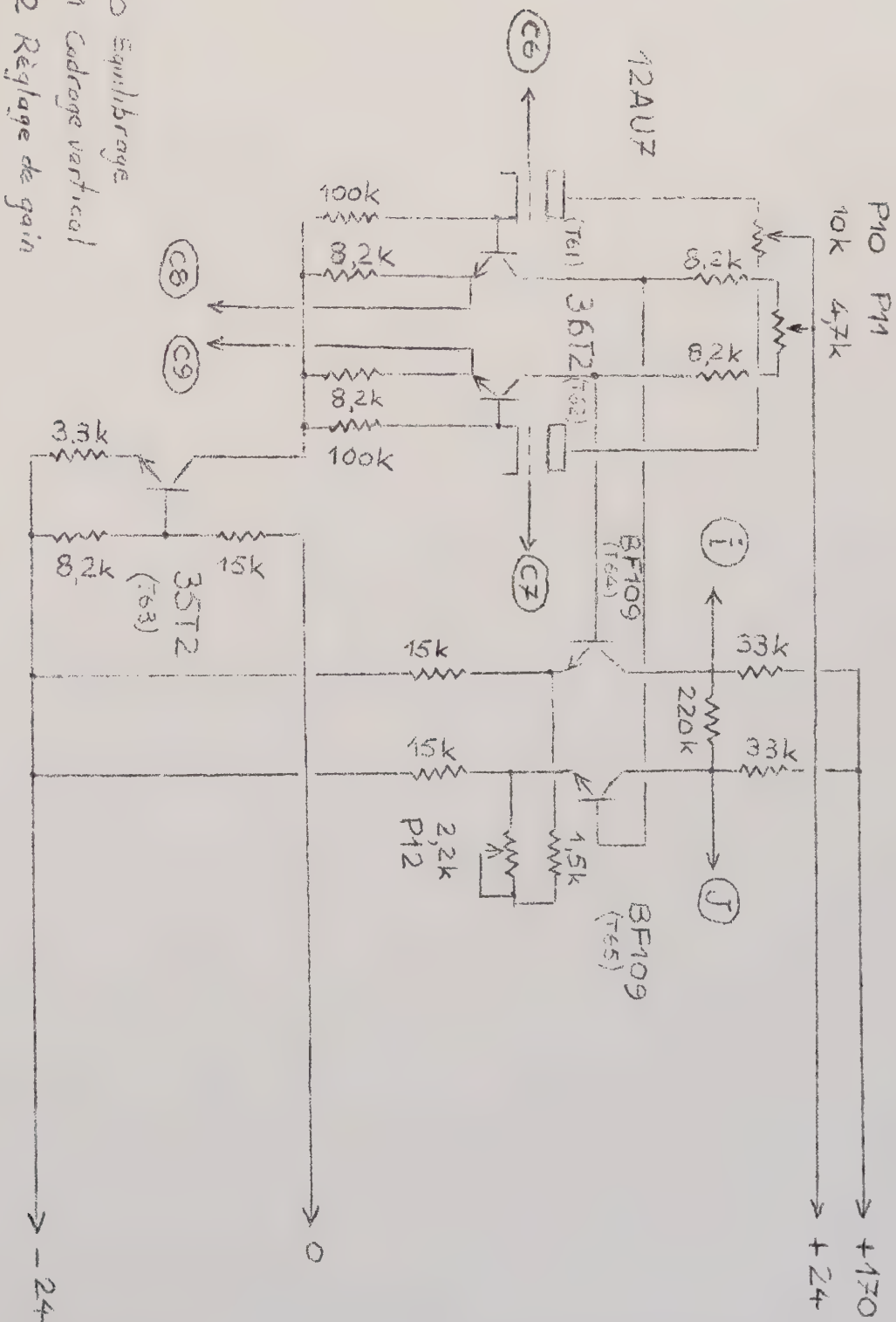


S4 Polaire $\begin{cases} 1 - \\ 2 + \end{cases}$ P1 Origine (zéro)
P2 zéro de l'amplificateur -1

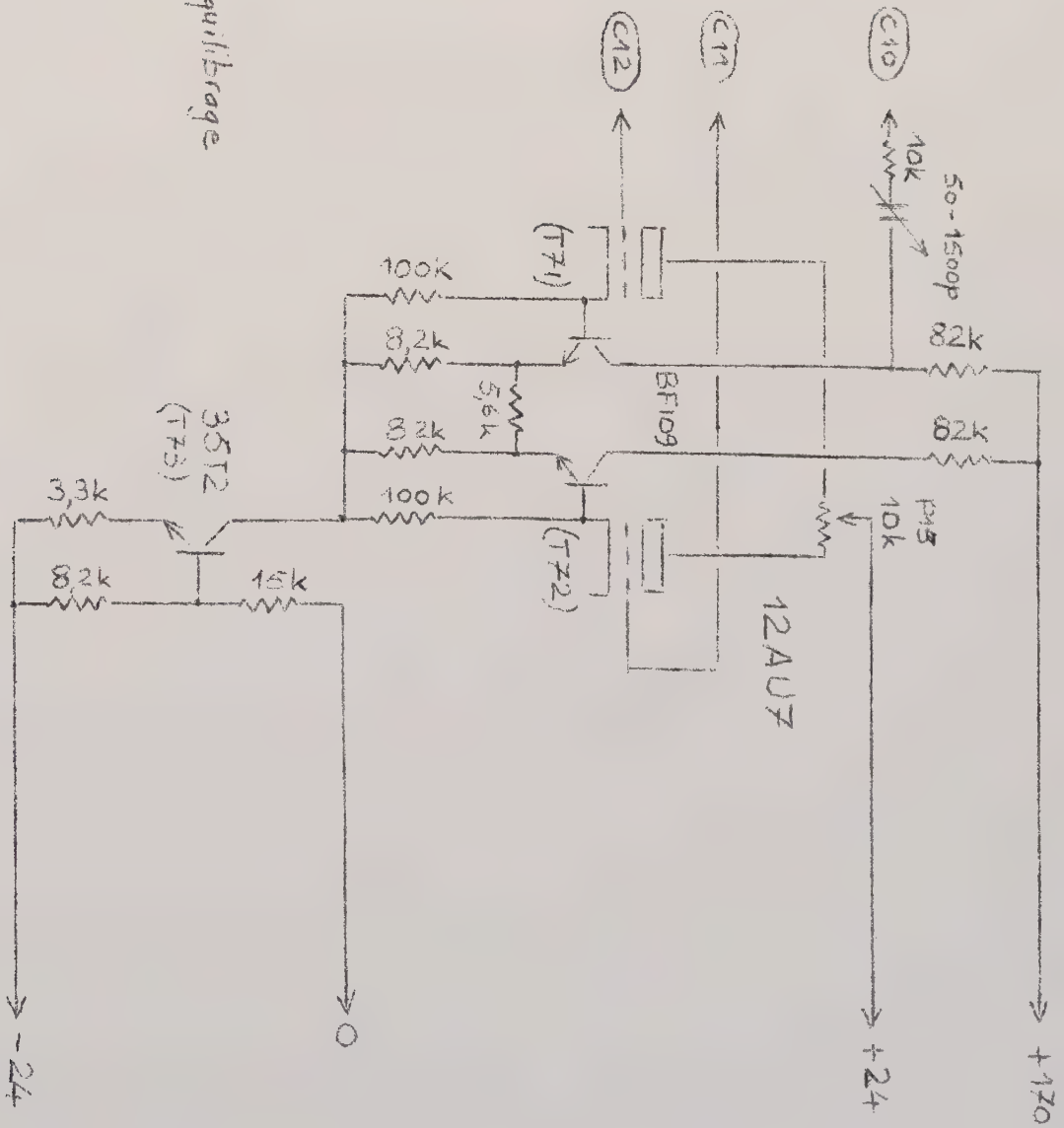
Amplificateur de deflexion horizontale



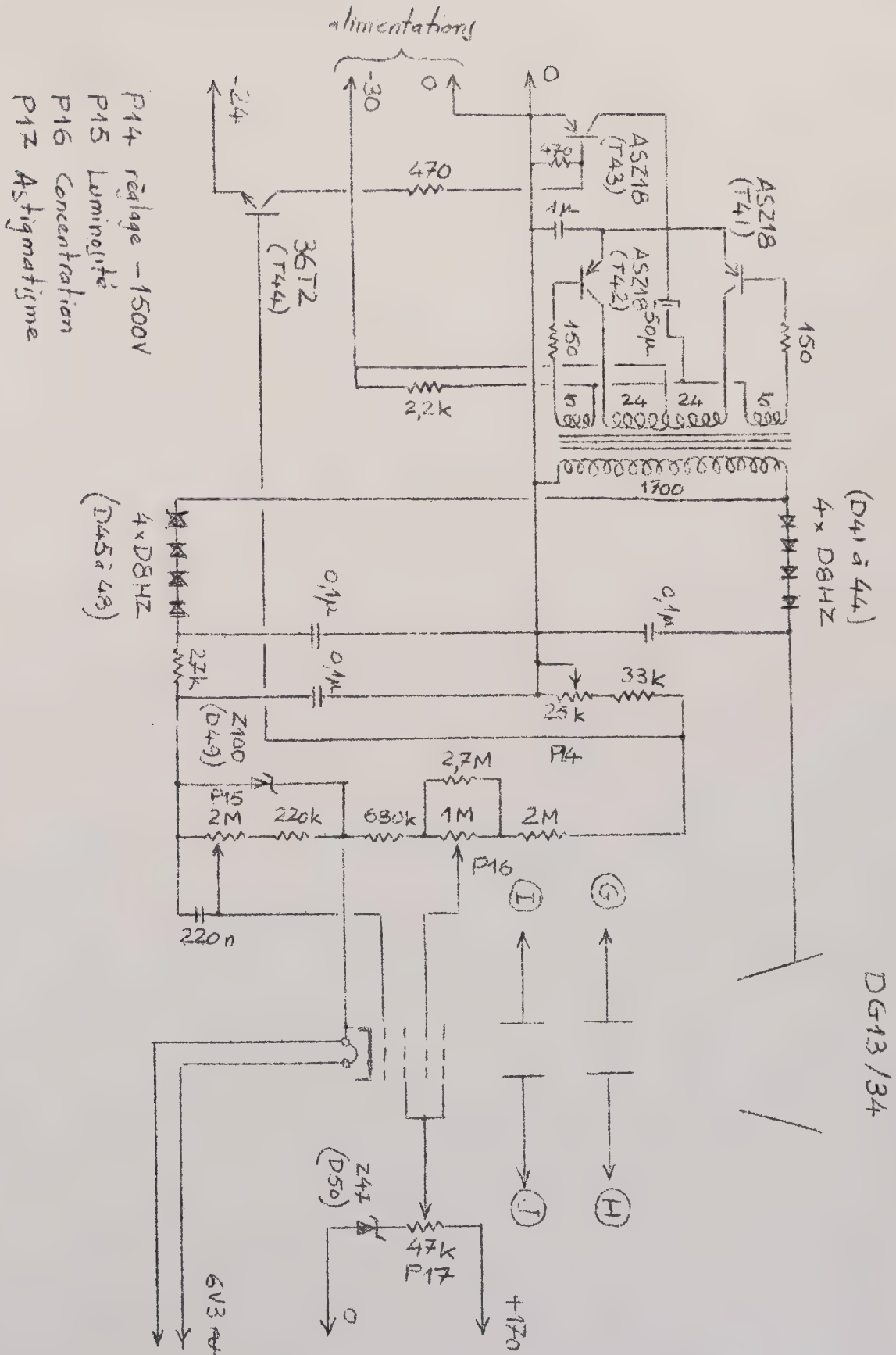
Amplificateur de deflexion verticale



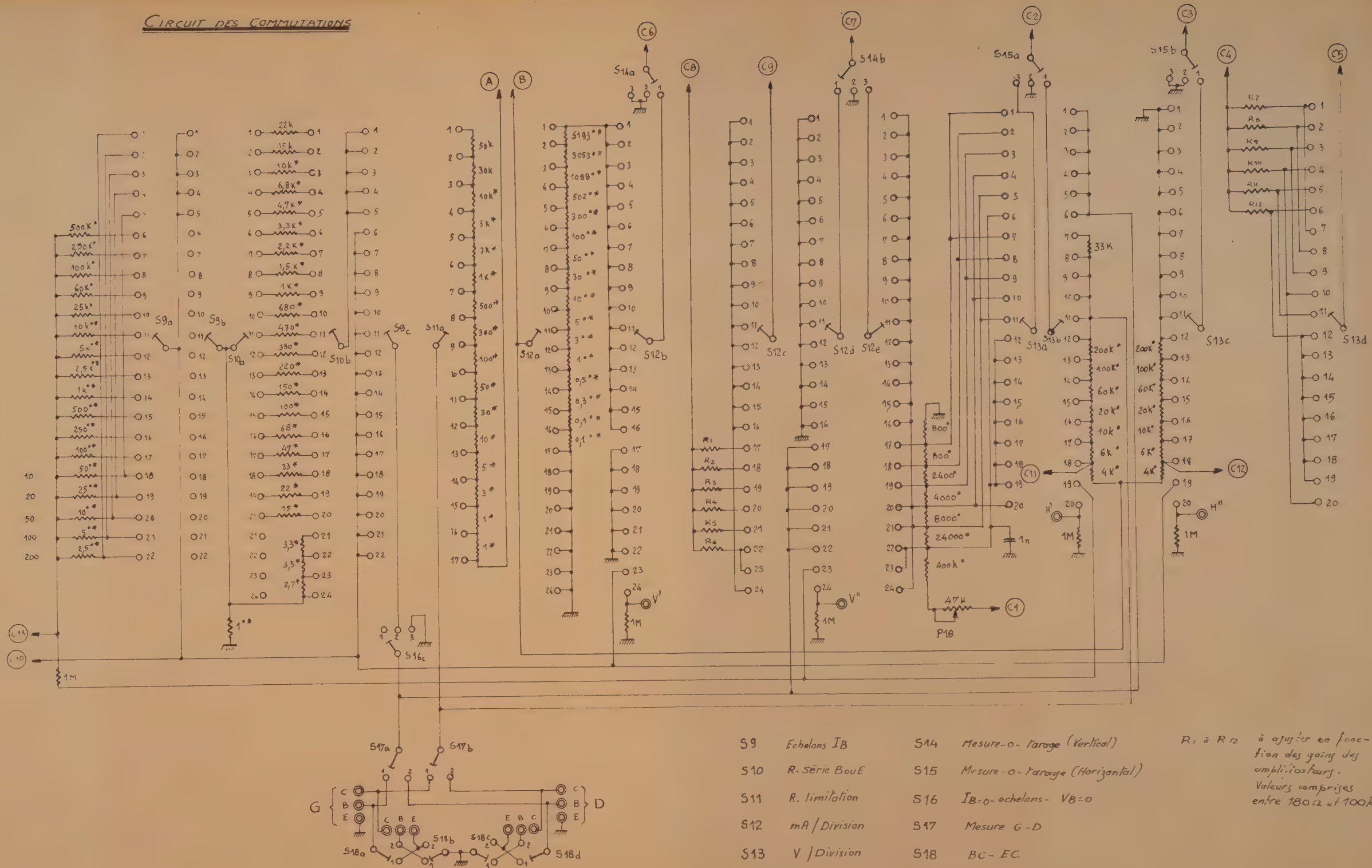
Amplificateur pour les corrections de capacité



P13 Equilibrage



CIRCUIT DES COMMUTATIONS



DEUXIEME THESE

Propositions données par la Faculté

DIODES A EFFET ZENER ET A EFFET D'AVALANCHE

Vu :

Les Membres du Jury,

G. DEJARDIN

J. JANIN

G. MESNARD

J. TACUSSEL

Vu et approuvé :

Le Doyen de la Faculté des Sciences

Jean BRACONNIER

Vu et accordé le permis d'imprimer :

Lyon, le 5 Janvier 1965

Le Recteur,

Président du Conseil de l'Université,

P. LOUIS

